Versterker klassen

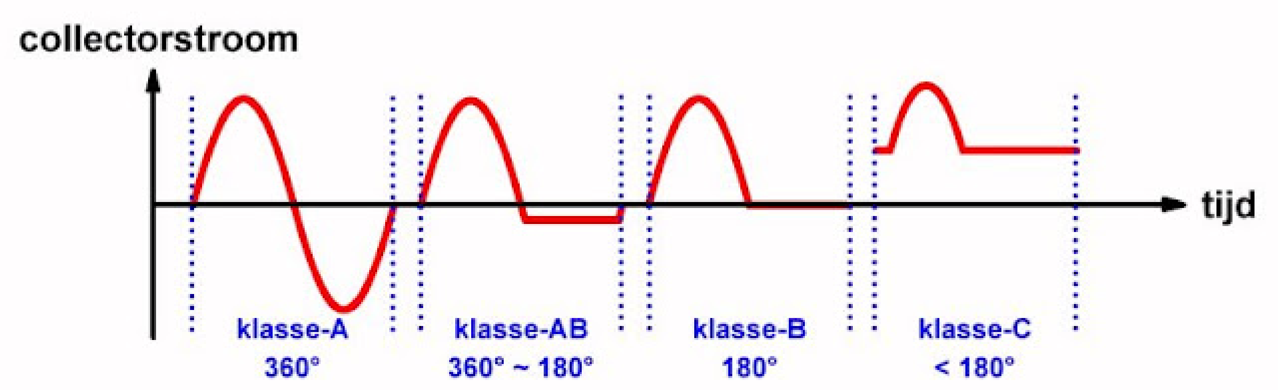
U hebt ongetwijfeld al wel eens gehoord van een 'klasse-A' of een 'klasse-D' versterker. Maar wist u dat er veel meer klassen van versterkers bestaan, van klasse-A tot en met klasse-H? In dit artikel geven wij een overzicht van de principes en eigenschappen.

Auteur: Jos Verstraten, Landgraaf, Nederland
Email: josverstraten@live.nl
Publicatiedatum: 05-11-2022

Eerst wat achtergrondinformatie

Waar gaat het over?
De indeling in klassen wordt meestal toegepast voor versterkers die een flink vermogen moeten genereren in een belasting. Dat kan een luidspreker zijn, maar net zo goed een antenne. De klasse van zo'n versterker geeft een idee over hoe de collectorstroom door de transistor verloopt als u een sinusvormig signaal op de ingang van de versterker aansluit.

De geleidingshoek
Dat verloop van de collectorstroom kan ook worden uitgedrukt door het begrip '*geleidingshoek*', uitgedrukt in graden (°). In de onderstaande figuur is voor een aantal klassen het verloop van de collectorstroom voorgesteld met daaronder vermeld de geleidingshoek.
Bij versterkers die werken in klasse-A vloeit er gedurende de volledige periode van het ingangssignaal een stroom door de collector. Met zegt dat de geleidingshoek dan 360° is. Bij versterkers die werken in klasse-B vloeit er maar gedurende de helft van de periode van het ingangssignaal een stroom door de collector. Men zegt dat de geleidingshoek gelijk is aan 180°. Let wel dat dit zowel gedurende de positieve als gedurende de negatieve halve periode kan gebeuren.
Het zal wel zonder toelichting duidelijk zijn dat de geleidingshoek van een klasse-AB versterker ergens tussen deze van klasse-A en klasse-B zit. Klasse-C versterkers hebben een geleidingshoek die kleiner is dan 180°.

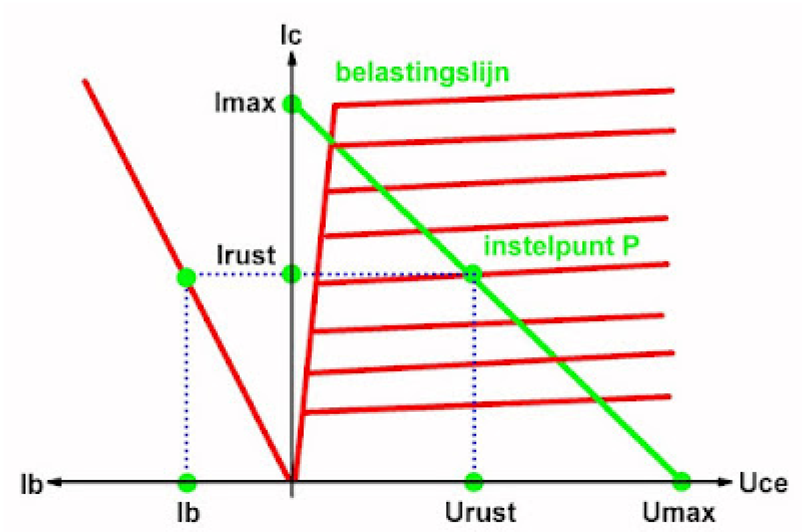


Verband tussen de klasse van een eindversterker, het verloop van de collectorstroom en de geleidingshoek. (© 2022 Jos Verstraten)

Lineaire klassen en binaire klassen
De vier in de bovenstaande afbeelding genoemde klassen A, AB, B, C en de klassen G en H

zijn de '*lineaire*' klassen. De collectorstroom varieert op dezelfde manier als de ingangsspanning, dus ook sinusvormig (in dit voorbeeld). De andere klassen D, E en F zijn '*binaire*' klassen. Daar zal de collectorstroom of op volle sterkte aanwezig zijn of volledig ontbreken. Dergelijke klassen worden gebruikt bij de tegenwoordig vaak toegepaste digitale audioversterkers.

De lineaire klasse is afhankelijk van de instelling van de transistor
Een bipolaire transistor begint maar eerst te geleiden als er tussen de basis en de emitter een bepaalde drempelspanning aanwezig is. Deze spanning zorgt voor een bepaalde basisstroom I_b in rust. Vandaar dat het noodzakelijk is een transistor in te stellen. Dat betekent dat u in rust, dus zonder signaal aan de ingang, tussen de basis en de emitter een bepaalde spanning moet aanleggen. Dank zij deze instelling zal het onderdeel in staat zijn het ingangssignaal te versterken. De manier waarop u deze instelling verzorgt bepaalt in grote mate de klasse waarin de versterker zal werken.
De instelling van de transistor definieert het '*instelpunt*' P van de transistor. Dat is het punt op de belastingslijn van de transistor dat het verband tussen de collector/emitter-spanning U_{rust} en de collectorstroom I_{rust} weergeeft bij een bepaalde basisstroom I_b. Dit is voorgesteld in de onderstaande geïdealiseerde grafiek. De helling van de belastingslijn (groen) wordt bepaald door de weerstanden in de collector en in de emitter en is voor dit verhaal niet belangrijk.



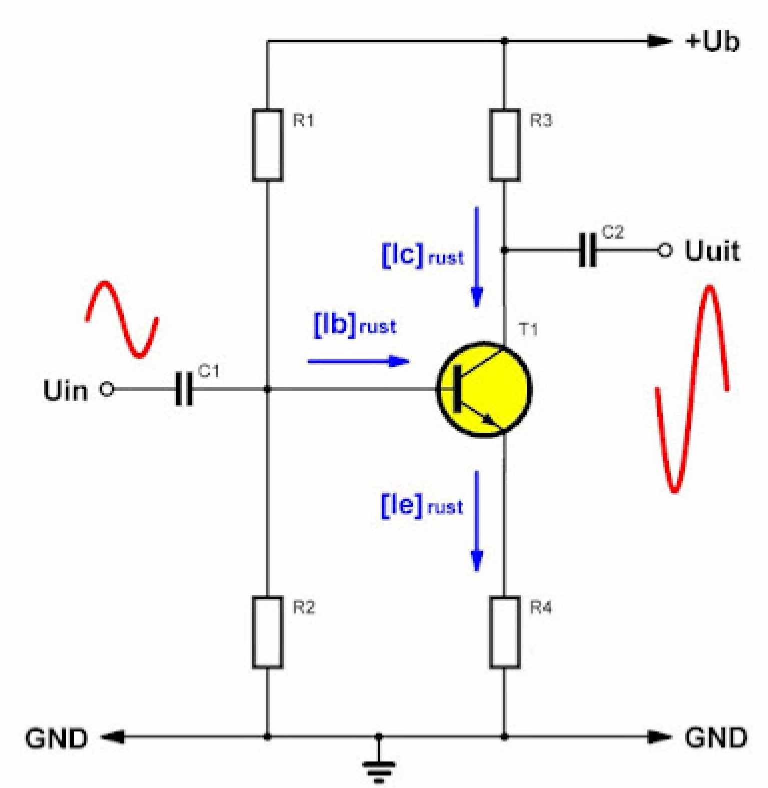
Het instelpunt P van een transistor. (© 2022 Jos Verstraten)

Het rendement en de klasse
Het rendement van een transistortrap is de procentuele verhouding tussen de geleverde energie en de verbruikte energie. Als een versterker een vermogen van 1 W aan de belasting levert en een vermogen van 2 W uit de voeding opneemt, dan bedraagt het rendement 50 %. Dit rendement is volledig afhankelijk van de klasse waarin de transistor staat ingesteld.

De klasse-A versterker

Voornaamste kenmerken
Klasse-A versterkers worden over het algemeen gebruikt als voorversterker, kleine audioversterker, laagvermogen hoogfrequent versterker en oscillator. Het voornaamste kenmerk is dat de geleidingshoek 360° bedraagt. Er vloeit dus altijd stroom door de transistor, zelfs als er geen signaal aan de basis wordt aangelegd. Het gevolg hiervan is dat het rendement van de trap vrij laag is. Ook in rust wordt energie verbruikt. Hoewel de meeste audio eindversterkers niet in klasse-A werken zijn er audiofielen die van mening zijn dat klasse -A versterkers de beste geluidskwaliteit geven vanwege hun vrij hoge lineariteit en dus vrij lage vervorming.

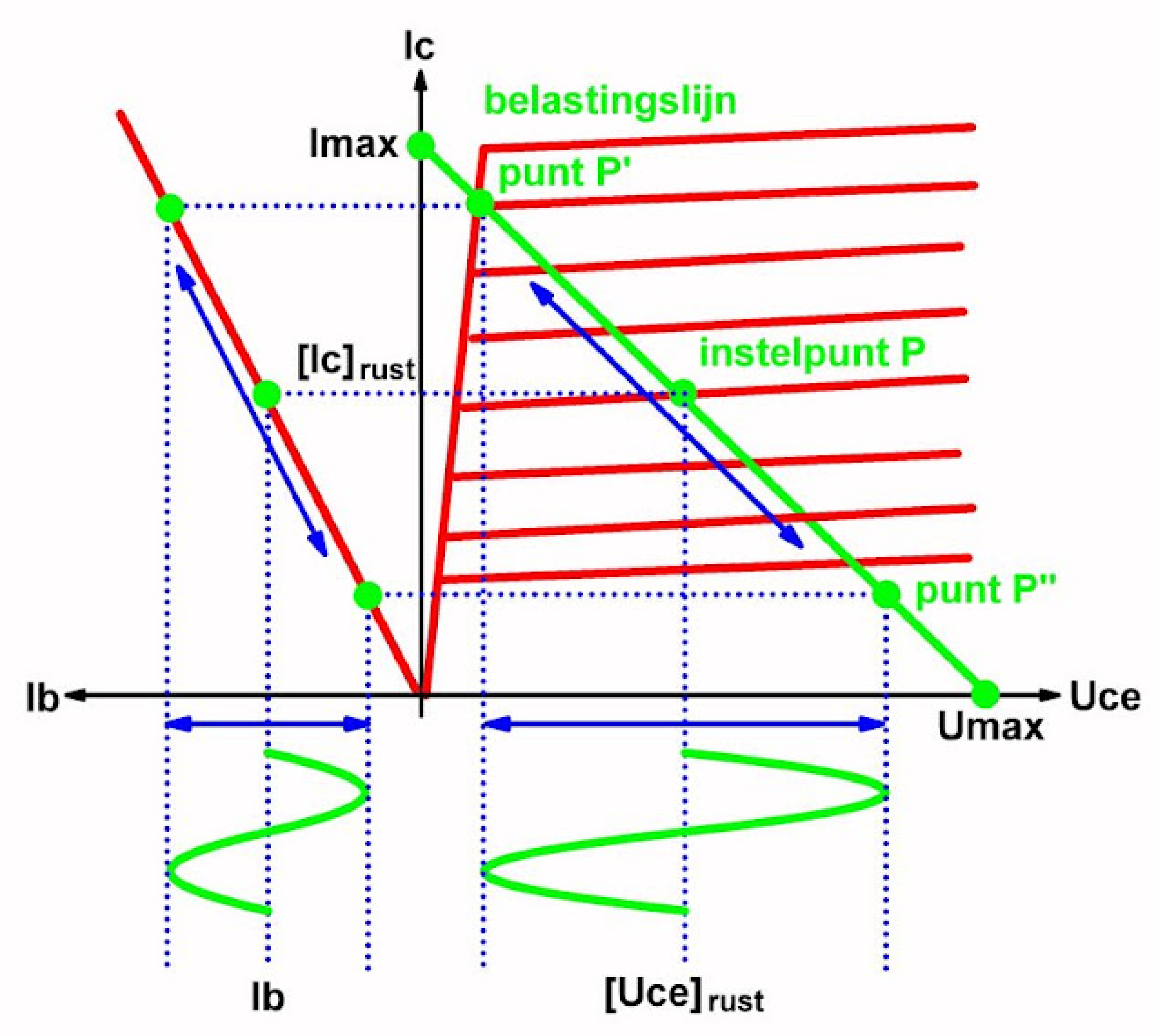
Basisschema van een klasse-A versterker
In de onderstaande figuur is het principiële schema van een klasse-A versterker voorgesteld. De basis is aangesloten op een weerstandsdeler R1/R2 tussen de voeding $+U_b$ en de massa GND. Deze weerstanden zorgen ervoor dat er een bepaalde ruststroom $[Ib]_{rust}$ in de basis vloeit. Het gevolg is dat er een bepaalde ruststroom $[Ic]_{rust}$ naar de collector gaat vloeien. De helling van de belastingslijn wordt bepaald door de waarde van de weerstanden R3 en R4. U moet de weerstanden R1 en R2 zo bepalen dat er zo'n $[Ic]_{rust}$ vloeit dat het instelpunt P precies in het midden van de belastingslijn staat.
Het ingangssignaal wordt via de scheidingscondensator C1 aan de basis aangeboden. Dit signaal zal de stroom die in de basis vloeit gaan moduleren. Als het ingangssignaal stijgt, dan zal de basisstroom toenemen. Daalt het ingangssignaal, dan zal de basisstroom afnemen. Het gevolg is dat de transistor meer en minder gaat geleiden. Als de transistor meer geleidt neemt de collectorstroom toe en zal de spanning op de collector dalen. Er valt dan immers meer spanning over de weerstand R3. Als de transistor minder geleidt zal de collectorstroom afnemen. Er valt dan minder spanning over de weerstand R3 en de collectorspanning gaat stijgen.



Het basisschema van een klasse-A versterker.
(© 2022 Jos Verstraten)

Belangrijke conclusie
Een zeer belangrijke eigenschap van de klasse-A versterker is dat het signaal dat u van de collector afneemt in tegenfase is met het signaal op de ingang. Als dit stijgt, gaat het uitgangssignaal dalen en vice versa.

De werking verklaard met de transistorkarakterstieken
In de onderstaande figuur is de werking van een klasse-A versterker verklaard aan de hand van de karakteristieken van de transistor. U zie links hoe het ingangssignaal de basisstroom doet variëren rond de waarde I_b (blauwe pijltjes). Het gevolg is dat ook de collectorstroom gaat variëren rond het instelpunt en dat ook de collector/emitter-spanning dat doet. Het instelpunt glijdt op de belastingslijn heen en weer tussen de punten P' en P".
U ziet nu ook meteen waarom het belangrijk is dat het instelpunt P in rust zo goed mogelijk in het midden van de belastingslijn ligt. Bij deze instelling kunt u de transistor maximaal uitsturen. Dat wil zeggen dat de collector/emitter-spanning maximaal kan variëren rond de spanning die in rust op de collector staat.



De karakteristieken van de klasse-A versterker. (© 2022 Jos Verstraten)

Het rendement van de schakeling

Omdat er, ook als de transistor niets moet versterken, een bepaalde stroom $[I_c]_{rust}$ door de halfgeleider vloeit is het rendement van de klasse-A schakeling zeer laag. Het vermogen wordt gegeven door het product van spanning en stroom.

In rust verbruikt de schakeling een vermogen van:

$P_{rust} = U_{rust} \cdot I_{rust}$

Uit de grafiek blijkt duidelijk dat, bij een correcte plaatsing van het punt P:

$U_{rust} = 1/2 \cdot U_{max}$

en

$I_{rust} = 1/2 \cdot I_{max}$

Waaruit volgt:

$P_{rust} = 1/2 \cdot U_{max} \cdot 1/2 \cdot I_{max}$

$P_{rust} = 0{,}25 \cdot U_{max} \cdot I_{max}$

Het signaal op de basis kan, in theorie, zo groot worden dat de collectorstroom varieert tussen 0 en I_{max}. De collector/emitter-spanning zal dan variëren tussen U_{max} en 0. Dat zijn dus de top-tot-top waarden van spanning en stroom. Om het maximaal leverbare vermogen te berekenen moet u die top-tot-top waarden echter omrekenen naar effectieve waarden. Dat gaat gemakkelijk:

$U_{eff} = 1/2{,}82 \cdot U_{max}$

en

$I_{eff} = 1/2{,}82 \cdot I_{max}$

Het maximale nuttige effectieve vermogen dat de schakeling kan leveren wordt dus:

$P_{eff} = U_{eff} \cdot I_{eff}$

$P_{eff} = 1/2{,}82 \cdot U_{max} \cdot 1/2{,}82 \cdot I_{max}$

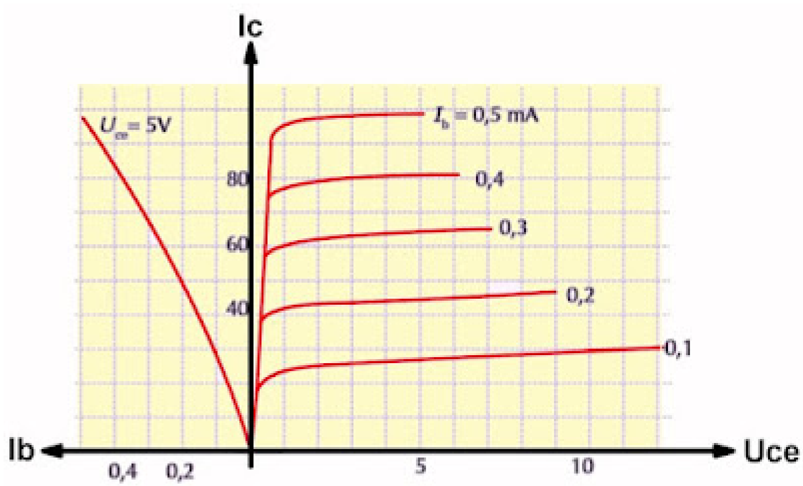
$P_{eff} = 0{,}12 \cdot U_{max} \cdot I_{max}$
Het maximale effectieve uitgangsvermogen is dus ongeveer de helft van het rustvermogen. Het maximale rendement van een klasse-A versterker bedraagt slechts 50 %!

Let wel!
Die 50 % rendement is de theoretisch maximale waarde. In de praktijk zult u zo'n klasse-A trap nooit uitsturen tussen de grenzen 0 V en $+U_b$. U moet minstens 2 V uit de buurt van die grenzen blijven, bijvoorbeeld om de vervorming van de trap binnen aanvaardbare grenzen te houden. Het praktische rendement ligt dus nog een heel stuk lager dan die 50 %. Er zijn auteurs die schrijven over een praktisch rendement van slechts 25 %.

Thermische effecten van het lage rendement
Het feit dat u heel wat vermogen in een klasse-A eindtrap moet pompen om er een paar watt uit te halen heeft tot gevolg dat er dus heel wat vermogen in de schakeling zélf verloren gaat. Bedenk bovendien dat de ruststroom, die in het ideale geval gelijk is aan de helft van de maximale stroom die de transistor mag geleiden, ook door de halfgeleider vloeit als de schakeling geen ingangssignaal te versterken heeft. Vooral de transistor moet dus extreem goed worden gekoeld. Er zijn immers geen momenten dat er weinig rustvermogen wordt verbruikt en dat de schakeling tijd heeft om iets af te koelen.
Door het opwarmen van een transistor kunnen de specificaties behoorlijk variëren waardoor bijvoorbeeld het instelpunt gaat verschuiven. Om te voorkomen dat er een lawine-effect optreedt moet u bij een klasse-A versterker veel aandacht besteden een terugkoppelingen om het systeem stabiel te houden.
Een tweede punt dat aandacht verdient is het feit dat de ruststroom niet alleen door de transistor vloeit, maar ook door de collector- en emitterweerstanden. U moet dus letten op het vermogen dat deze onderdelen moeten verwerken.

De voeding voor een klasse-A versterker
Een derde punt waarmee u rekening moet houden is dat al dat vermogen door de voeding moet worden geleverd. Die moet dus in staat zijn flinke stromen te leveren, ook als de versterker in rust is.

De lineariteit van de klasse-A schakeling
Men beweert dat een klasse-A schakeling uiterst lineair werkt en dus een zeer lage vervorming heeft. Als u naar de vorige grafiek kijkt lijkt dat inderdaad het geval te zijn. Tóch is die claim niet helemaal terecht.
Op de eerste plaats zijn de karakteristieken van een transistor nooit zo kaarsrecht als in onze tekeningen voorgesteld. In de onderstaande figuur zijn de twee betreffende karakteristieken van een échte transistor voorgesteld. Bij de omzetting van I_b naar I_c en dan naar U_{ce} via deze reële karakteristieken gaat dus een stuk van de lineariteit verloren.

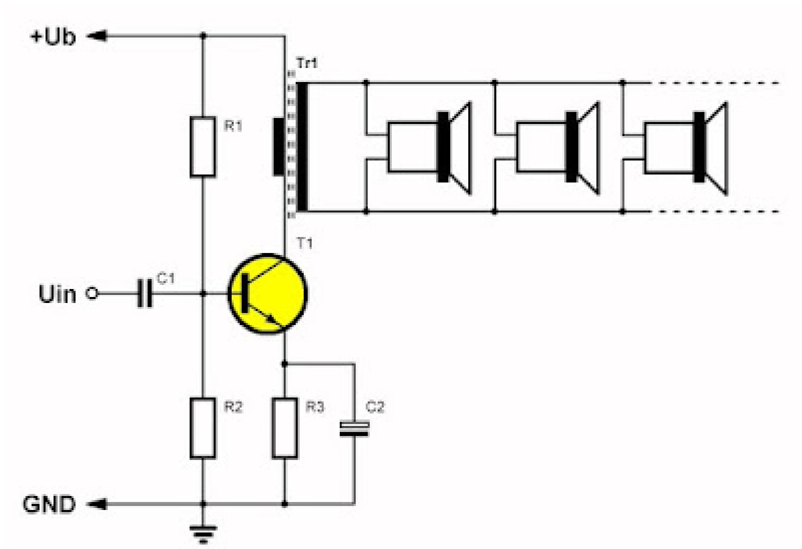


De reële karakteristieken van een transistor. (© 2022 Jos Verstraten)

Niet constante versterkingsfactor

Er is nog een tweede factor die een rol speelt bij het beoordelen van de lineariteit van de klasse-A schakeling. Tot nu toe nemen wij aan dat de versterkingsfactor van een transistor een constante grootheid is. Dat is echter niet het geval, deze is onder andere afhankelijk van de waarde van de collectorstroom. Voor een bekende eindtransistor als de 2N3055 varieert de versterkingsfactor tussen meer dan 100 bij 200 mA tot minder dan 30 bij 5 A. Dit gegeven veroorzaakt bij een eindversterker die in klasse-A is ingesteld een tamelijk grote harmonische vervorming, die tot in de procenten kan oplopen.

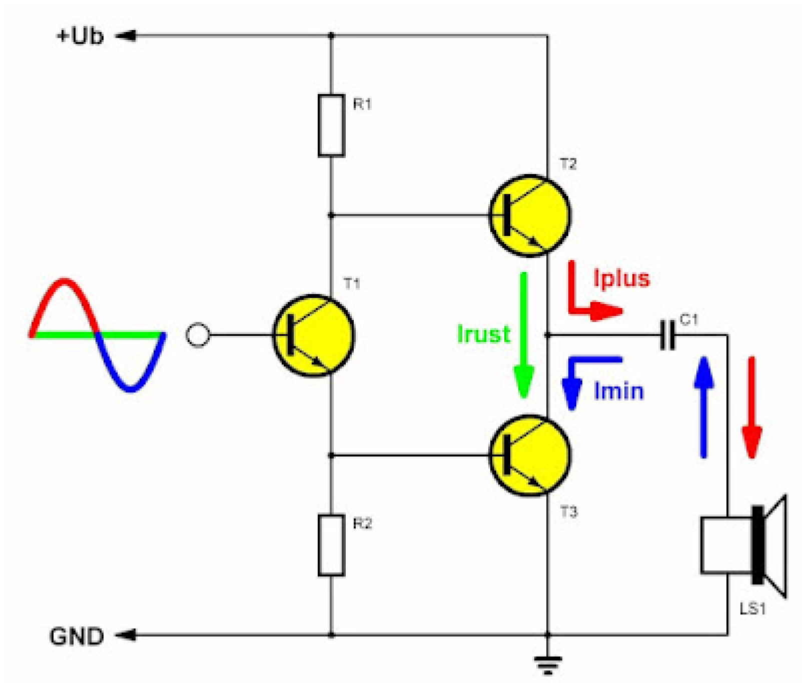
De klasse-A schakeling in de praktijk
Vanwege de genoemde nadelen zult u een klasse-A versterker hoofdzakelijk gebruiken als u kleine spanningssignalen moet versterken. De ruststroom ligt dan in het mA-bereik en problemen met opwarming van onderdelen en verloop van karakteristieken doen zich dan niet voor. De enige praktische hoogvermogen toepassing van de klasse-A schakeling die wij kunnen verzinnen is het via een uitgangstransformator voeden van 100 V zogenaamde '*public address*' luidsprekers. Bij een dergelijk systeem moeten diverse luidsprekers, verspreid over grote afstanden in een openbare ruimte, uit één versterker worden gevoed. Om de luidsprekerstroom te minimaliseren wordt hierbij gebruik gemaakt van een uitgangssignaal van maximaal 100 $V_{effectief}$. Dat wordt bij de luidspreker weer met een trafo teruggebracht tot een veel lagere spanning die de 4 Ω of 8 Ω luidsprekers met voldoende stroom aan kan sturen. Het 100 V signaal wordt gegenereerd via een speciale transformator. De primaire van zo'n trafo kunt u opnemen als belasting in een klasse-A schakeling. Zo'n toepassing is voorgesteld in de onderstaande figuur.



Een eindversterker voor 100 V luidsprekersystemen.
(© 2022 Jos Verstraten)

Een alternatieve klasse-A eindversterker
Het vermogen dat in de collectorweerstand wordt verstookt is volledig nutteloos. Is daar niet iets op te verzinnen? Dat heeft men, zie de onderstaande figuur. De collectorweerstand wordt vervangen door een tweede volledig identieke transistor T2. Dat '*volledig identieke*' is belangrijk. U moet de twee transistoren selecteren op gelijke stroomversterkingsfactor. Bovendien moet u beide halfgeleiders op dezelfde temperatuur houden door deze op een grote gemeenschappelijke koelplaat te monteren.
Het knooppunt tussen beide eindtransistoren T2 en T3 wordt ingesteld op de helft van de voedingsspanning $+U_b$. Die instelling wordt verzorgd door de schakeling rond de transistor T1. Die instelling zorgt ervoor dat er in rust een zeer grote stroom I_{rust} door beide eindtransistoren vloeit. De twee eindtransistoren hebben dan dus een kleine weerstand tussen de collector en de emitter. Bij de positieve halve periode van het ingangssignaal worden de twee eindtransistoren zo gestuurd dat de weerstand van T3 hoger wordt en deze van T2 lager. De totale weerstand blijft gelijk. Het resultaat is wel dat de spanning op het knooppunt van beide transistoren hoger wordt en dat hierdoor een wisselstroom I_{plus} via de condensator C1 gaat afvloeien naar de luidspreker. Bij de negatieve halve periode draait

deze situatie uiteraard om, de spanning op het knooppunt gaat dalen en de in de condensator opgeslagen lading vloeit via een tegengestelde stroom I_{min} weer af via de onderste transistor T3 en de luidspreker.



Een alternatieve klasse-A versterker voor hoge vermogens.
(© 2022 Jos Verstraten)

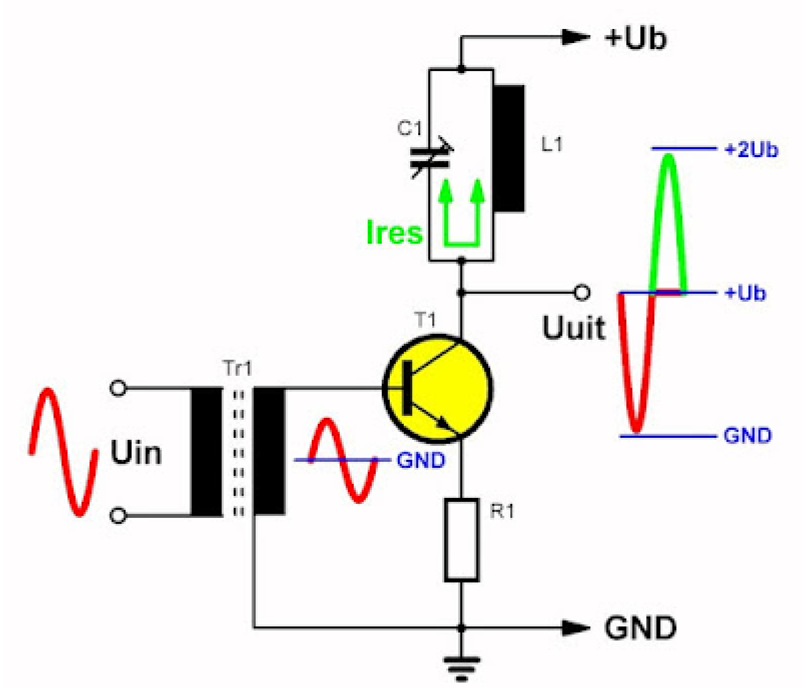
Een eigenschap van deze klasse-A instelling is dus dat beide eindtransistoren voortdurend geleiden en er een zeer grote ruststroom door deze onderdelen vloeit. Bij het sturen van de eindtrap met een signaal zal deze stroom gemoduleerd worden door het signaal, maar de gemiddelde waarde van deze wisselstroom zal vrijwel gelijk blijven aan de stroom die in rust door de eindtrappen vloeit. Het voordeel van deze instelling is dat de crossover vervorming (lees verder) die zo typisch is voor een klasse B of klasse AB instelling nu niet aanwezig is. Het nadeel is dat zo'n versterker een heel laag rendement heeft. U moet er heel wat voedingsvermogen in pompen om een beetje luidsprekervermogen uit de schakeling te halen. Dat heeft uiteraard alles te maken met de grote waarde van de ruststroom, die ook vloeit als de versterker fluisterzachte signaaltjes verwerkt.

De klasse-B versterker

Voornaamste kenmerken
De klasse-B versterker wordt gekarakteriseerd door het gegeven dat de transistor in rust helemaal een ruststroom verbruikt. Het gevolg is echter wél dat de halfgeleider slechts de helft van het ingangssignaal kan verwerken. De geleidingshoek bedraagt dus 180°. Dat maakt de basisschakeling per definitie ongeschikt voor het gebruik in audioschakelingen. De vervorming zou immers zeer hoog zijn! De schakeling is echter goed bruikbaar voor het versterken van hoogfrequent signalen met een vaste frequentie. Door in de collector van de transistor een afgestemd LC-netwerk op te nemen zal het ontbrekend deel van het signaal worden 'opgevuld' door de resonantie-eigenschappen van dit filter.
Vanwege het ontbreken van ruststroom werkt de klasse-B schakeling zeer efficiënt. Het rendement van zo'n versterker kan oplopen tot ongeveer 80 %.

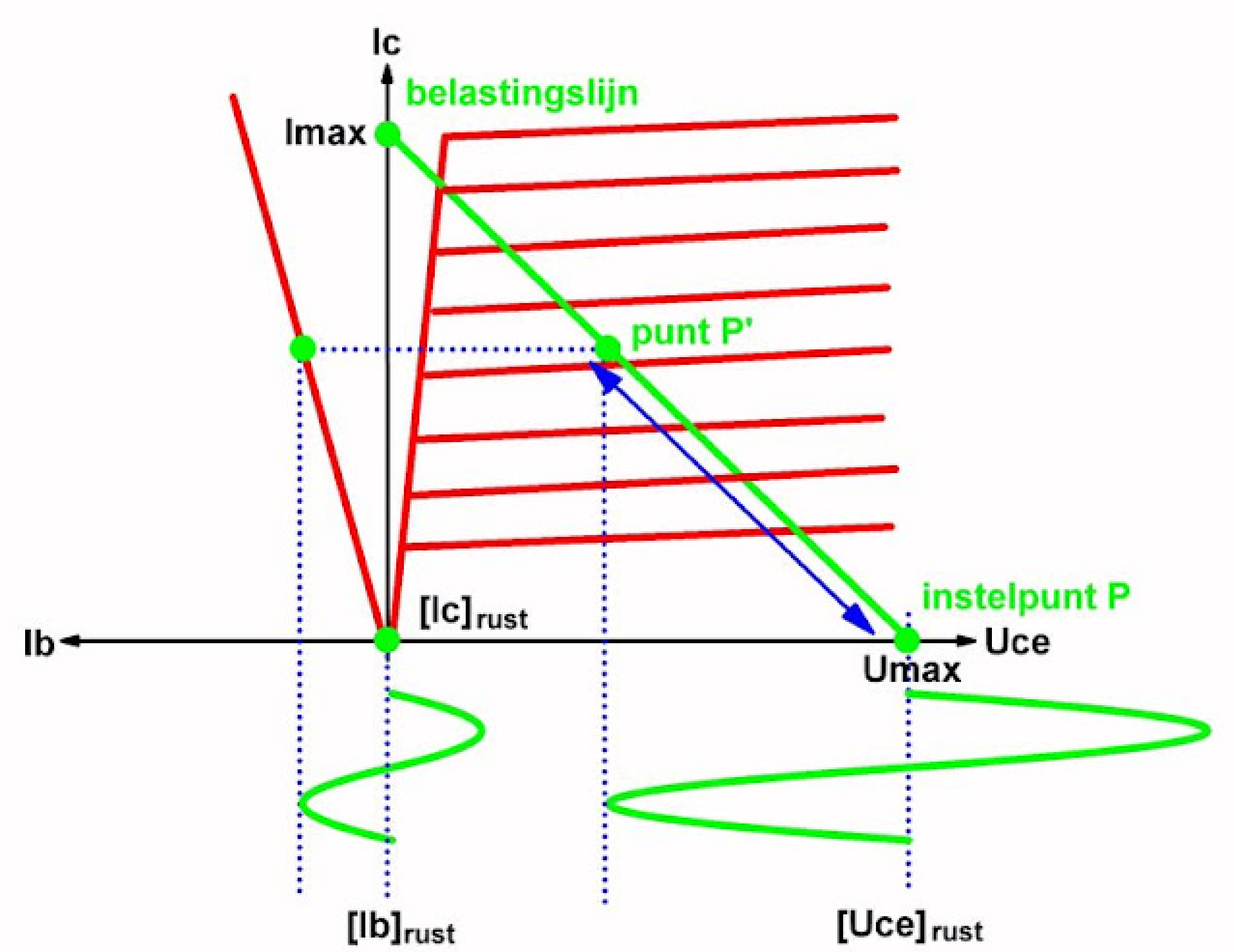
Het basisschema van de klasse-B versterker
In de onderstaande figuur is het fundamenteel schema van zo'n versterkertrap voorgesteld. De basis van de transistor hangt alleen aan de secundaire van een HF-trafo. Er is dus geen sprake van een gelijkstroominstelling van de basis. In rust vloeit er dus geen stroom in de

basis en de transistor spert. Ook de collectorstroom is nul en de collector staat op de voedingsspanning $+U_b$. Bij de positieve halve periode van het ingangssignaal wordt er een positieve stroom in de basis gestuurd. Dit onderdeel gaat geleiden en er vloeit collectorstroom. Het gevolg is dat de spanning op de collector gaat dalen tot GND, er ontstaat een negatief gaande halve periode op de collector. Deze stroom valt echter weg op het moment dat de ingangsspanning weer het nulniveau nadert. De spanning op de collector gaat weer naar $+U_b$. De energie die zich gedurende de geleiding van de transistor in de kring L1/C1 heeft verzameld moet echter ergens heen. Het gevolg is dat er een stroom I_{res} ontstaat tussen de condensator en de spoel. De spanning op de collector vertoont dus een uitslingering (groen) naar de dubbele waarde van de voedingsspanning. Door het afregelen van de condensator C1 kunt u er voor zorgen dat de C1/L1-kring op de frequentie van het ingangssignaal resoneert en de uitslingering precies dezelfde periode heeft als de periode van het ingangssignaal. Op de uitgang ontstaat dus een sinusvormige spanning waarvan de frequentie gelijk is aan deze van het ingangssignaal en waarvan de top-tot-top waarde gelijk is aan twee maal de voedingsspanning.



Het basisschema van een klasse-B versterker.
(© 2022 Jos Verstraten)

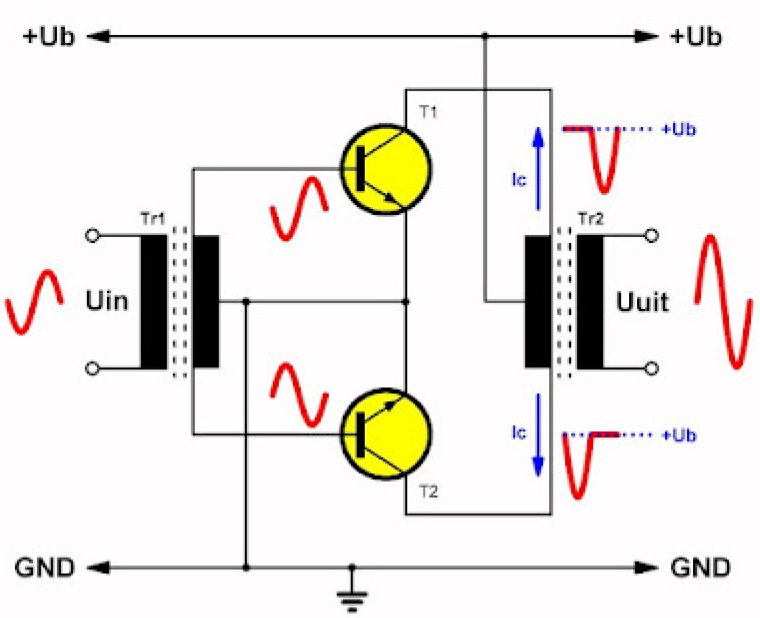
De werking verklaard met de transistorkarakteristieken
In de onderstaande figuur is de werking van een klasse-B versterker verklaard aan de hand van de karakteristieken van de transistor. Het instelpunt P ligt nu niet in het midden van de belastingslijn maar helemaal rechts bij het punt U_{max}. Als er stroom in de basis vloeit schuift het instelpunt langs de belastingslijn op tot punt P' (maximale stroom in de basis) en gaat dan nadien weer naar U_{max}.



Grafische verklaring van de werking van een klasse-B versterker. (© 2022 Jos Verstraten)

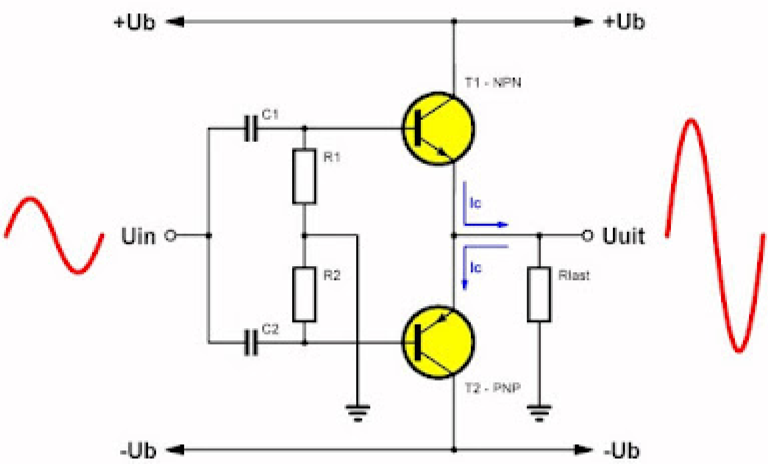
Het rendement van de schakeling
Het rendement van een klasse-B versterker is niet te berekenen zonder kennis van integraalwiskunde. Die berekening laten wij dus zitten, u moet maar geloven dat wiskundigen het theoretisch maximaal rendement hebben berekend als gelijk aan π/4 ofwel 78,5 %.

De push-pull klasse-B versterker
Het gegevens dat er helemaal niets wordt gedaan met de helft van het ingangssignaal vormde uiteraard een uitdaging voor elektronici. Er werd een oplossing voor deze beperking verzonnen. Dat werd een schakeling met twee identieke transistoren, die men '*push-pull*' noemde. Het absolute minimale basisschema is voorgesteld in de onderstaande figuur. In wezen is dit niets meer dan een verdubbeling van het vorige schema. Door de twee secundaire wikkelingen op de juiste manier in serie te schakelen wordt de ene transistor gestuurd bij de positieve halve sinussen van het ingangssignaal en de andere bij de negatieve halve sinussen. Beide halve sinusstromen die in de collectoren van de transistoren vloeien worden weer door een soortgelijke transformator verenigd tot een gehele sinus.
Het grote voordeel van deze schakeling is dat zij frequentie-onafhankelijk is. Echter, trafo's zijn niet echt populaire onderdelen vanwege hun gewicht, afmetingen, prijs en parasitaire eigenschappen. Verzin iets beters, dus!



Een push-pull klasse-B versterker met transformatoren.
(© 2022 Jos Verstraten)

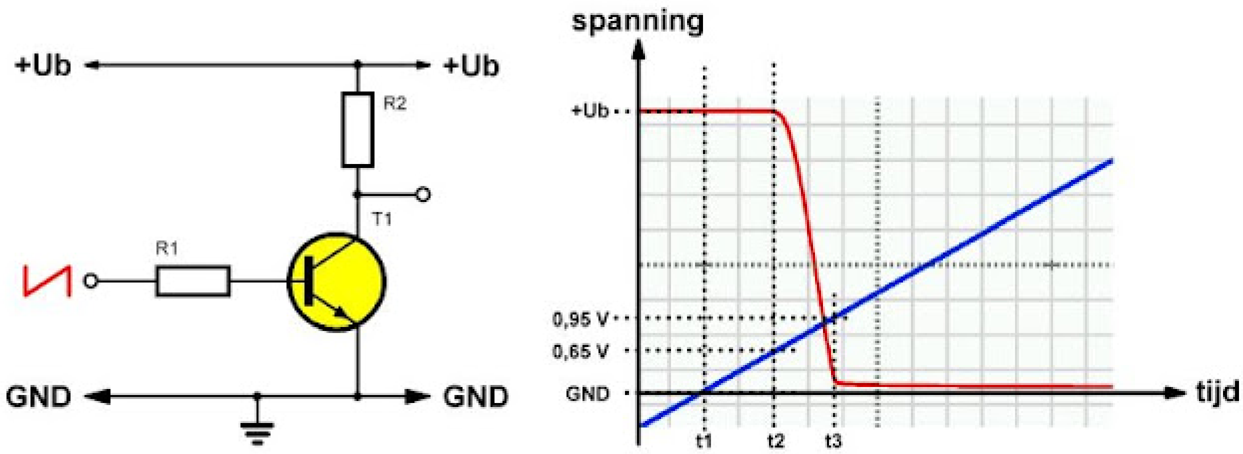
De trafoloze push-pull klasse-B versterker
Dat iets beters is de push-pull versterker zonder trafo's. Bij deze configuratie moet u gebruik maken van een complementair transistor paar. Dat zijn twee transistoren waarvan een NPN is en de andere PNP, maar die voor de rest zo goed mogelijk identieke specificaties hebben. Het basisschema is getekend in de onderstaande figuur. U merkt op dat de schakeling symmetrisch wordt gevoed. De voedingsspanningen $+U_b$ en $-U_b$ zijn even groot, maar hebben een tegengestelde polariteit. Als $+U_b$ gelijk is aan +12 V, dan moet $-U_b$ gelijk zijn aan -12 V. In rust liggen beide basissen via de weerstanden R1 en R2 aan de massa. Ook de twee emitters liggen via de belastingsweerstand R_{last} aan de massa. De twee transistoren geleiden niet en er vloeit geen stroom door de schakeling. Als de ingangsspanning positief wordt gaat T1 geleiden en stuurt een collectorstroom I_c naar de belasting. Als de ingangsspanning negatief wordt gaat T2 geleiden en trekt een even grote stroom I_c uit de belasting. Op de uitgang ontstaat dus, op het eerste zicht, een keurige kopie van de sinusspanning op de ingang. Die spanning is bovendien in staat stroom te leveren aan de belasting, daar zorgen de twee transistoren voor.
Een ideale schakeling, dus?



Een complementaire push-pull klasse-B versterker.
(© 2022 Jos Verstraten)

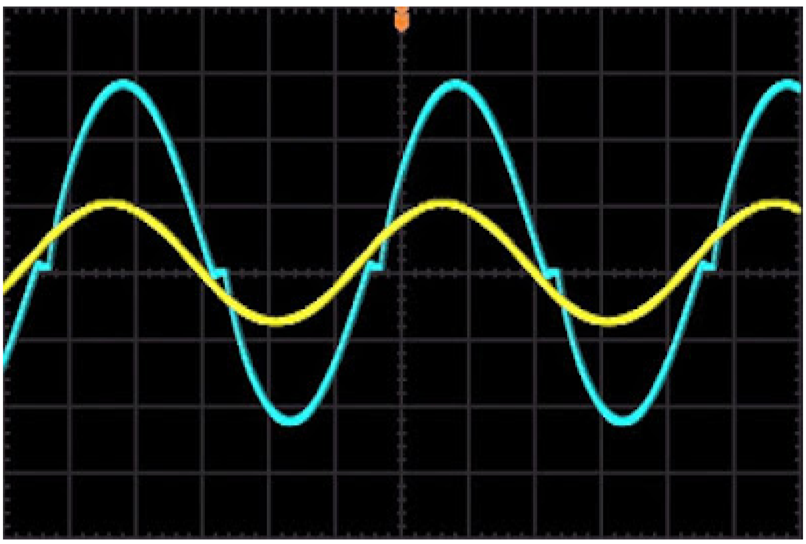
De crossover vervorming
Nee, helaas is deze schakeling alles behalve ideaal. Dat heeft te maken met een zeer vervelende eigenschap van een transistor. Een silicium transistor gaat maar eerst geleiden als de spanning tussen de basis en de emitter is gestegen tot ongeveer 0,65 V. Dat wordt

mooi gedemonstreerd in het onderstaand oscillogram. De basis van de transistor wordt gestuurd met een driehoekvormig signaal (blauw). De rode trace geeft de spanning op de collector.
Vóór tijdstip t_1 is de basisspanning negatief. De transistor geleidt uiteraard niet en de collectorspanning is gelijk aan $+U_b$. Na tijdstip t_1 wordt de basis positief. U ziet echter duidelijk dat het duurt tot tijdstip t_2 alvorens de transistor reageert door het gaan verlagen van zijn collectorspanning. Op dat moment is de basisspanning gelijk aan +0,65 V. Als de basisspanning nog positiever wordt gaat de spanning op de collector snel naar GND (0 V). De transistor geleidt dan maximaal.



Een transistor geleidt niet als de basis/emitter-spanning kleiner is dan ±0,65 V.
(© 2022 Jos Verstraten)

U kunt uit dit verhaal besluiten dat iedere silicium transistor een '*dode zone*' heeft waarin er wél spanning aanwezig is tussen de basis en de emitter, maar waarin de transistor nog niet geleidt. Deze '*dode zone*' speelt u parten bij het ontwerpen van push-pull klasse-B versterkers. Er is immers een bereik van de ingangsspanning, tussen -0,65 V en +0,65 V, dat de transistoren '*niet zien*' en waar dus helemaal niet op wordt gereageerd. De uitgangsspanning blijft nul.
De vervorming die daardoor in het uitgangssignaal ontstaat wordt de '*crossover*' vervorming genoemd. Die heeft een typische vorm, zie het onderstaand oscillogram. De gele trace stelt het ingangssignaal voor, de blauwe trace het uitgangssignaal. De mate van vervorming hangt uiteraard af van de grootte van het uitgangssignaal. De vervorming zal prominenter aanwezig zijn op een signaal van 5 V dan op een signaal van 25 V.



De typische vorm van crossover vervorming.
(© 2022 Jos Verstraten)

Audio of hoogfrequent?

De crossover vervorming is niet erg storend als u een klasse-B versterker gebruikt voor het in vermogen versterken van hoogfrequent signalen. In vrijwel alle praktische toepassingen zitten er immers spoelen of afgestemde LC-kringen die de vervorming minimaliseren. Anders wordt het als u een klasse-B versterker wilt gebruiken voor het versterken van audio. Uit een frequentie-analyse blijkt dat crossover vervorming zich voornamelijk uit in de oneven hogere harmonischen van het te versterken signaal. Die zijn heel goed hoorbaar!

De klasse-AB versterker

Voornaamste kenmerken

De klasse-AB versterker wordt gekarakteriseerd door een push-pull structuur en door het gegeven dat de twee eindtransistoren zó worden ingesteld dat er, ook in rust, een bepaalde stroom door de transistoren gaat vloeien. Op deze manier probeert met de beruchte '*dode zone*' van de klasse-B te elimineren, bij een acceptabel vermogensverbruik in rust. Klasse-AB is dus een compromis tussen:

- klasse-A met geen cross-over vervorming, maar groot vermogensverbruik in rust.
- klasse-B met zeer grote cross-over vervorming, maar zeer zuinig in rust.

De geleidingshoek

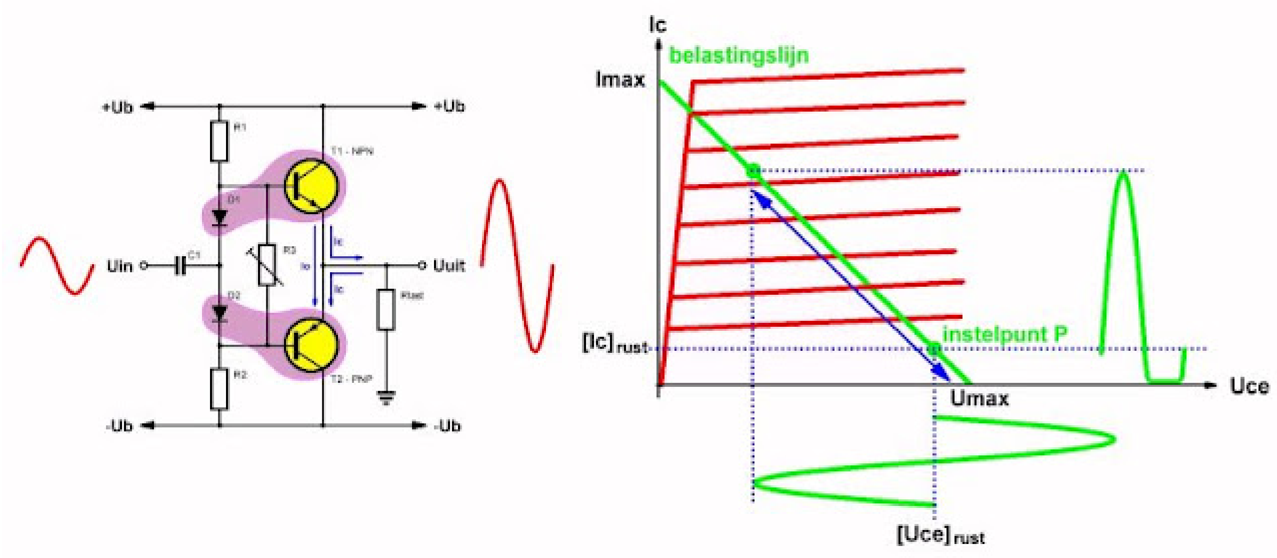
De geleidingshoek is dus groter dan de 180° van klasse-B, maar veel kleiner dan de 360° van klasse-A. Over de vraag wat de beste openingshoek is zijn al heel wat pagina's volgeschreven! In die strijd gaan wij ons niet mengen. Het komt er op neer dat u ervoor moet zorgen dat de twee eindtransistoren ook in rust een kleine collectorstroom leveren. Het gevolg is dat de NPN-transistor al gaat reageren als het ingangssignaal nog iets negatief is. Zijn PNP-soortgenoot zal al gaat reageren als het ingangssignaal nog iets positief is. In de beruchte dode zone van ±0,65 V van klasse-B zullen beide transistoren nu iets gaan geleiden, waardoor het uitgangssignaal het ingangssignaal volgt zonder crossover vervorming.

Een temperatuurgevoelige situatie

In principe zou u zo'n AB-instelling kunnen realiseren door, net zoals bij de klasse-A instelling, de basis van beide transistoren aan te sluiten op een weerstandsdeler tussen de voeding en de massa. Door een geschikte keuze van de weerstanden kunt u de transistoren zó instellen dat er in rust een kleine stroom door de transistoren vloeit. Echter, de spanning tussen basis en emitter waarbij een transistor begint te geleiden is nogal temperatuurafhankelijk. Als de temperatuur stijgt, dan gaat de transistor meer geleiden. De instelling met weerstanden kan dus in de praktijk volledig uit de hand lopen. Er vloeit een stroom door de transistoren, die warmen op, de stroom stijgt, de transistoren warmen nog meer op, etc. Het eind van het verhaal: twee vernietigde transistoren! Dat verschijnsel wordt '*thermal runaway*' genoemd.

Het basisschema van een klasse-AB eindversterker

In de onderstaande figuur ziet u het basisschema van een klasse-AB versterker. De instelling van de basis/emitter-spanningen wordt nu niet verzorgd door weerstandsdelers, maar door twee silicium diodes D1 en D2. Deze moeten in goed thermisch contact staan met de koelplaat waarop de transistoren zijn aangebracht. Dat is symbolisch aangegeven met de lichtpaarse vlakken. De diodes staan dus op dezelfde temperatuur als de transistoren. Over de diodes valt ook een spanning van ongeveer 0,65 V en dat wordt de instelspanning van de basissen van de transistoren. Op deze manier wordt de dode zone van de transistoren uitgeschakeld. Met de instelpotentiometer R3 kunt u een deel van de stroom die door de diodes vloeit afleiden. U kunt de spanning over de diodes dus iets variëren en daarmee ook de ruststroom I_0 die door de transistoren vloeit.
In de rechter grafiek ziet u hoe u de werking van de trap kunt intekenen in de karakteristieken van de transistoren.



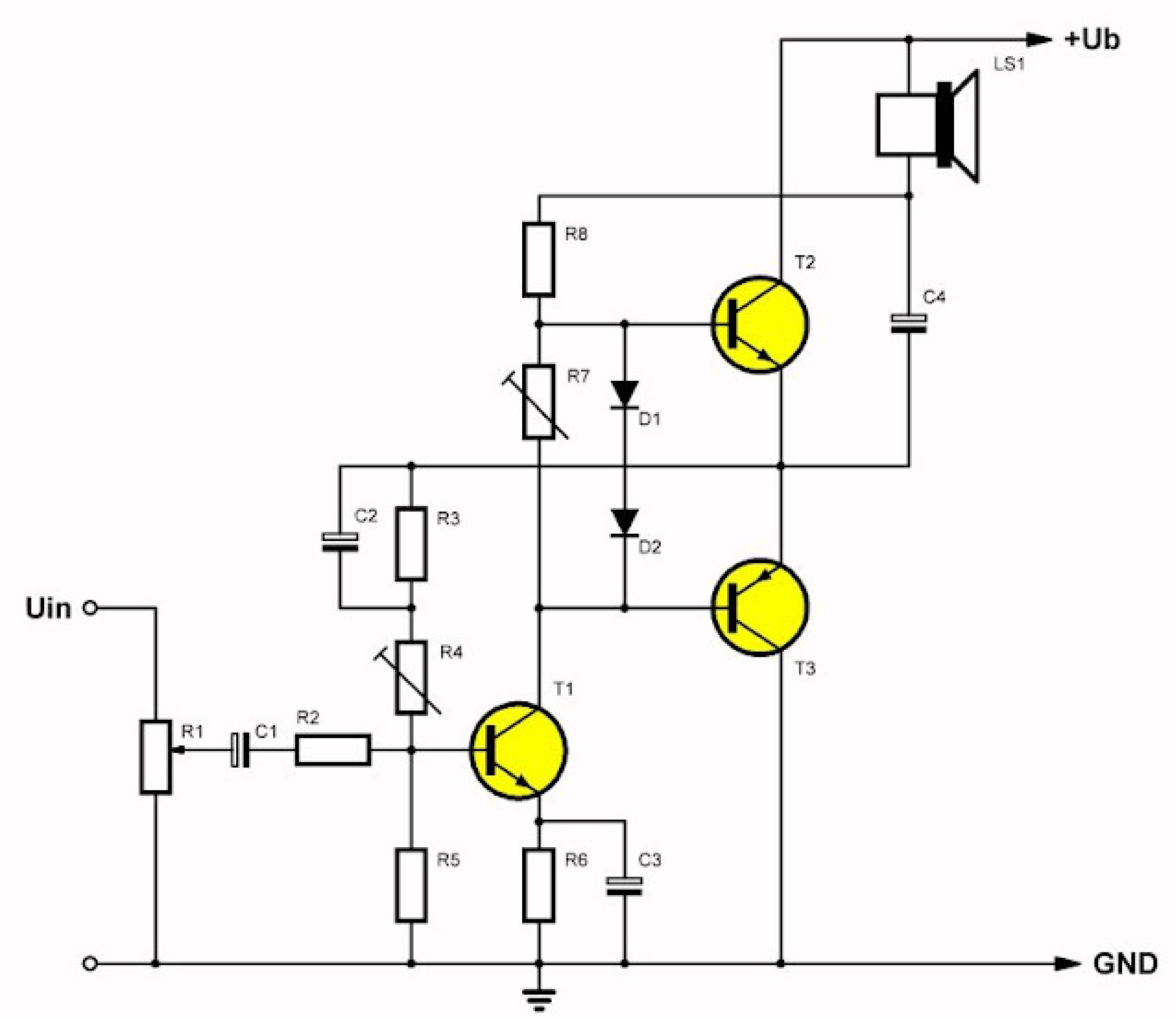
De basisschakeling van een klasse-AB versterker. (© 2022 Jos Verstraten)

Het rendement van de schakeling
Men heeft berekend dat het rendement van een praktische klasse-AB versterker ergens tussen 50 % en 60 % ligt.

De lineariteit van de schakeling
De klasse-AB versterker werkt tamelijk lineair, de crossover vervorming is immers uitgeschakeld. Tóch heeft ook deze klasse last van een bepaalde vervorming. Bij het versterken van het ingangssignaal kunt u twee gebieden onderscheiden. Als het ingangssignaal kleiner is dan ±0,65 V zullen beide transistoren versterken. Als het ingangssignaal groter wordt dan +0,65 V of kleiner dan -0,65 V zal er maar één transistor gaan versterken. In de overgang tussen beide gebieden ontstaan niet-lineaire verschijnselen die een bepaalde vervorming in het uitgangssignaal veroorzaken. Deze vervorming is echter veel kleiner dan de crossover vervorming van push-pull klasse-B.

Terugkoppeling
In de tot nu toe behandelde schema's is het onderwerp '*terugkoppeling*' nog niet aan de orde geweest. Bij terugkoppeling voert u een deel van het uitgangssignaal terug naar de ingang. Als dat deel in fase is met de ingangsspanning spreekt men over '*meekoppeling*', is het deel in tegenfase met de ingangsspanning, dan spreekt men van '*tegenkoppeling*'. In een praktisch bruikbaar schema van een eindversterker moet u altijd gebruik maken van mee- en tegenkoppelingen om de versterker stabiel te laten werken en om de signaalvervormingen te minimaliseren.

Een praktisch schema
Op het basisschema van de vorige figuur zijn ontelbare variaties verzonnen. Soms worden de diodes vervangen door transistoren, soms worden de uitgangstransistoren vervangen door NPN/PNP-combinaties. Ook voor de noodzakelijke mee- en tegenkoppelingen zijn een heleboel variaties bedacht, die ieder fanatieke voor- en tegenstanders hebben. Een symmetrische voeding is ook al niet noodzakelijk, er zijn talloze schema's ontwikkeld die werken met enkelvoudige voeding.
Een vrij eenvoudig praktisch schema van een klasse-AB eindversterker is voorgesteld in de onderstaande figuur. De instelling van de twee eindtransistoren wordt verzorgd door een ingewikkelde serieketen tussen de voeding en de massa. Deze serieschakeling bestaat uit de luidspreker LS1, de weerstand R8, de diodes D1 en D2, de transistor T1 en de weerstand R6. De stroom door deze kring wordt gemoduleerd door het min of meer geleiden van de transistor T1. Deze halfgeleider werkt in klasse-A en wordt gestuurd uit het te versterker ingangssignaal U_{in}.



Een praktisch voorbeeld van een klasse-AB versterker.
(© 2020 Learnaboutelectronics, edit 2022 Jos Verstraten)

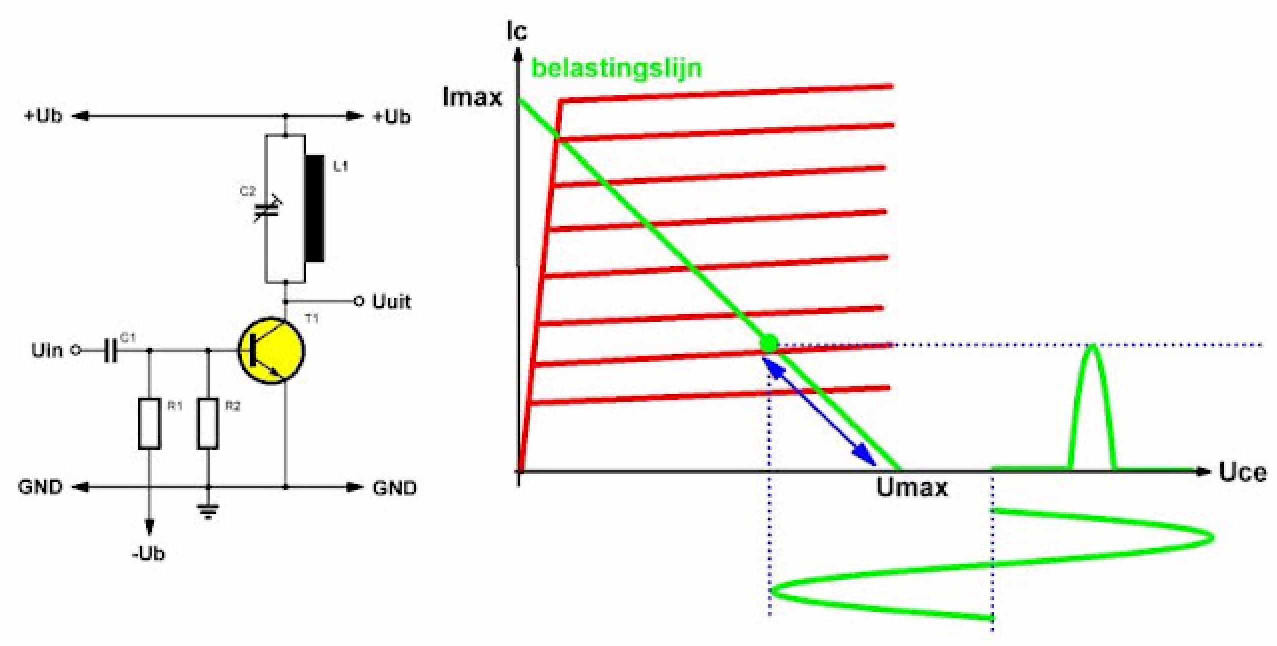
De collectorstroom die in rust door T1 vloeit wordt ingesteld met de instelpotentiometer R4. Op deze manier is het mogelijk de beide emitters van T2 en T3 in te stellen op de helft van de voedingsspanning. Met de instelpotentiometer R7 kunt u nadien de ruststroom door de eindtransistoren zo regelen dat de crossover vervorming volledig verdwenen is op het uitgangssignaal. Beide instellingen beïnvloeden elkaar en u moet deze dus een paar keer herhalen.
Uit de beschrijving van de afregeling volgt dat u voor het afregelen van een dergelijke klasse-AB versterker een sinusgenerator en een oscilloscoop nodig hebt. Zonder dit laatste apparaat kunt u de ruststroom van de trap niet afregelen op onzichtbare crossover vervorming in het uitgangssignaal.

De klasse-C versterker

Voornaamste kenmerken
Bij deze klasse wordt de trap zó ingesteld dat alleen de toppen van het ingangssignaal de transistor in geleiding sturen. De geleidingshoek bedraagt dus minder dan 180°, in sommige gevallen is dat slechts 90°. Het zal wel zonder nadere toelichting duidelijk zijn dat dit een enorme vervorming op het uitgangssignaal veroorzaakt. Vandaar dat deze klasse nooit wordt gebruikt voor het versterken van audiosignalen, maar uitsluitend wordt toegepast voor het versterken van HF-signalen met een vaste frequentie. Net zoals bij klasse-B wordt een afgestemde LC-kring in de collector geschakeld om het uitgangssignaal weer enigszins op

een sinus te laten lijken.

Het basisschema van een klasse-C eindversterker
In de onderstaande figuur ziet u het basisschema van een klasse-C eindversterker. Rechts is de instelling van de transistor grafisch voorgesteld. De basis van de transistor wordt door middel van een spanningsdeler R1/R2 ingesteld op een negatieve spanning. In rust staat de transistor dus in sper en vloeit er geen stroom door de schakeling. Alleen de positieve toppen van de ingangsspanning zijn in staat de transistor in geleiding te sturen. Voor iedere periode zal er dus heel even een stroom door de transistor vloeien. Deze stroom activeert de afgestemde kring C2/L1 in de collector. Deze kring is afgestemd op de frequentie van de stroompulsen, het gevolg is dat de uitgangsspanning toch min of meer op een sinusvormige spanning lijkt.



Basisschema en instelling van de klasse-C versterker. (© 2022 Jos Verstraten)

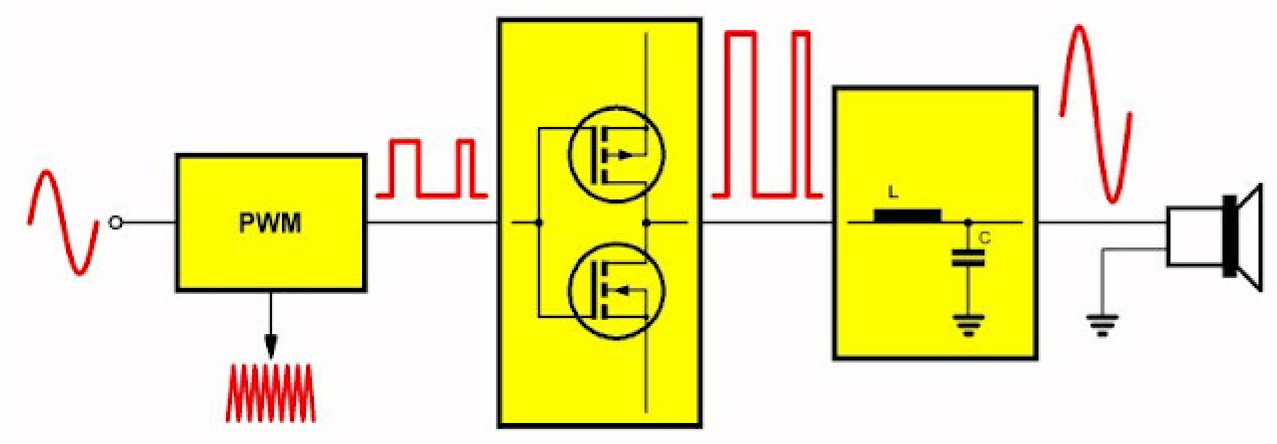
De klasse-D versterker

Voornaamste kenmerken
De klasse-D versterker wordt ook wel eens de '*digitale versterker*' genoemd. Dat heeft te maken met het feit dat bij deze klasse de eindtransistoren ofwel in sper staan, ofwel volledig in verzadiging worden gestuurd. Deze onderdelen werken dus als elektronische schakelaars die de belasting ofwel met de voedingsspanning, ofwel met de massa verbinden.

Moderne versterker?
In de praatjes van verkopers wordt de klasse-D versterker een moderne versterker genoemd. Niets is echter minder waar! In 1954 werd in Amerika een servosysteem voor motorbesturing gepubliceerd dat volgens het klasse-D principe werkte. Dat was echter veel te langzaam voor audiotoepassingen. De eerste commerciële klasse-D audioversterker, de X-10, werd in 1964 geproduceerd door Sinclair Radionics. Deze versterker was echter een mislukking omdat er in die jaren geen transistoren op de markt waren die snel genoeg schakelden om het principe goed in een praktische schakeling te laten werken. Bovendien had deze versterker een maximaal uitgangsvermogen van slechts 2,5 W.

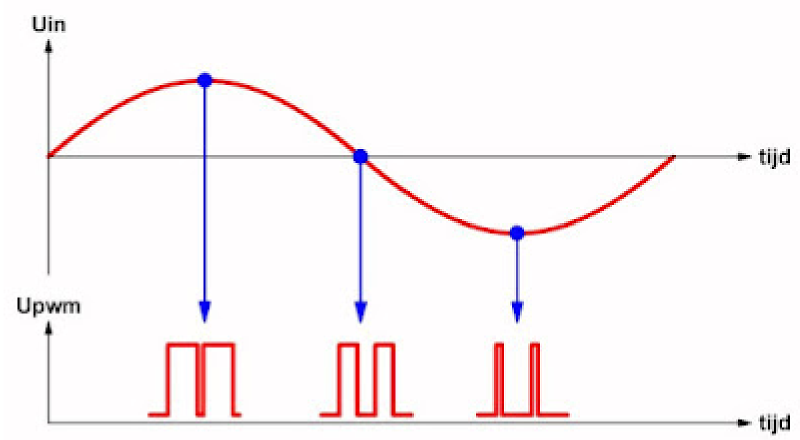
Het principe van de klasse-D versterker
In de onderstaande figuur is het principe van dergelijke versterkers voorgesteld. Het ingangssignaal wordt aangeboden aan een snelle pulsbreedte modulator PWM (***P**ulse **W**idth **M**odulator*). Deze genereert een blokvormig signaal. De aan/uit-verhouding van iedere puls

uit dit signaal is afhankelijk van de momentele waarde van het ingangssignaal. Is dat nul, dan levert de PWM een mooie symmetrische puls. Is de ingang maximaal positief, dan levert deze schakeling een puls die voor het grootste deel van de periode 'H' is en slechts even 'L'. Is de ingangsspanning maximaal negatief, dan is de uitgangsspanning van de PWM voor het grootste deel van de periode 'L' en slechts even 'H'.
De PWM levert dus een seriële pulstrein met een frequentie die minstens vijf keer hoger moet zijn dan de maximale frequentie van het ingangssignaal. Voor een audioversterker betekent dit dus minimaal 100 kHz. De aan/uit-verhouding van de pulsen in deze trein is een maat voor de momentele grootte van het ingangssignaal.
Deze pulstrein wordt aangeboden aan een zeer snelle elektronische vermogensschakelaar, meestal samengesteld uit twee MOSFET's. Het uitgangssignaal van deze schakelaar gaat via een scherp afsnijdend laagdoorlaat filter naar de luidspreker. Dank zij dit filter wordt het aan/uit-signaal op de uitgang van de schakelaar omgezet in een sinus die een goede benadering is van het signaal op de ingang.



Het blokschema van de klasse-D versterker. (© 2022 Jos Verstraten)

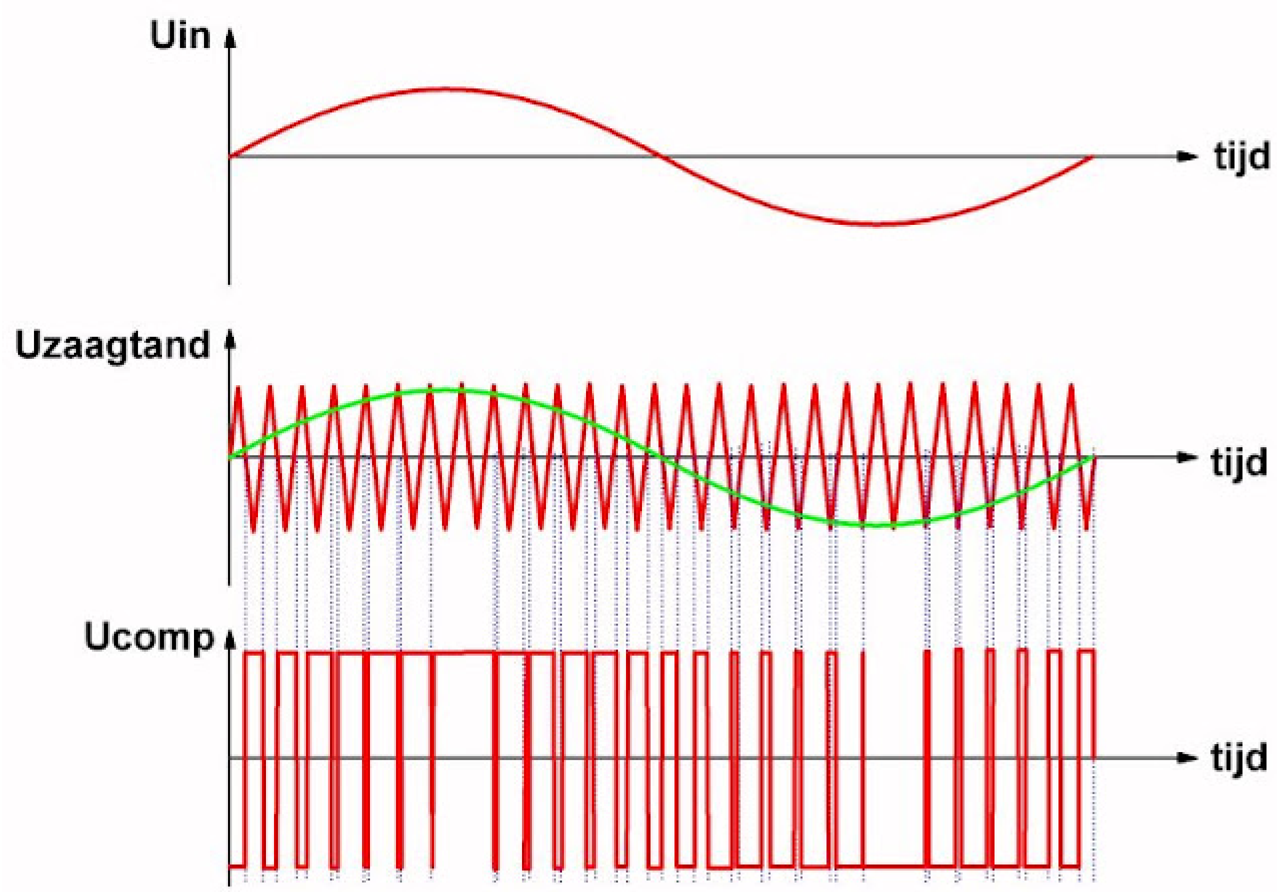
Verband tussen het ingangssignaal en de uitgang van de PWM
Voor een correcte reconstructie van het ingangssignaal moet de klokfrequentie van de PWM veel hoger zijn dan de maximale ingangsfrequentie die meestal tot 20 kHz wordt begrensd. Volgens de bekende Nyquist-formule moet u minstens tweemaal die frequentie gebruiken. In de praktijk is dat echter veel te weinig. Moderne klasse-D ontwerpen gebruiken veel hogere factoren, meestal 5 tot 30. Dat betekent dus dat de klokfrequentie van de PWM tussen 100 kHz en 600 kHz ligt. In de onderstaande afbeelding is geschetst hoe drie punten van een sinusvormige ingangsspanning door de PWM worden gedigitaliseerd.



Het digitaliseren van het ingangssignaal. (© 2022 Jos Verstraten)

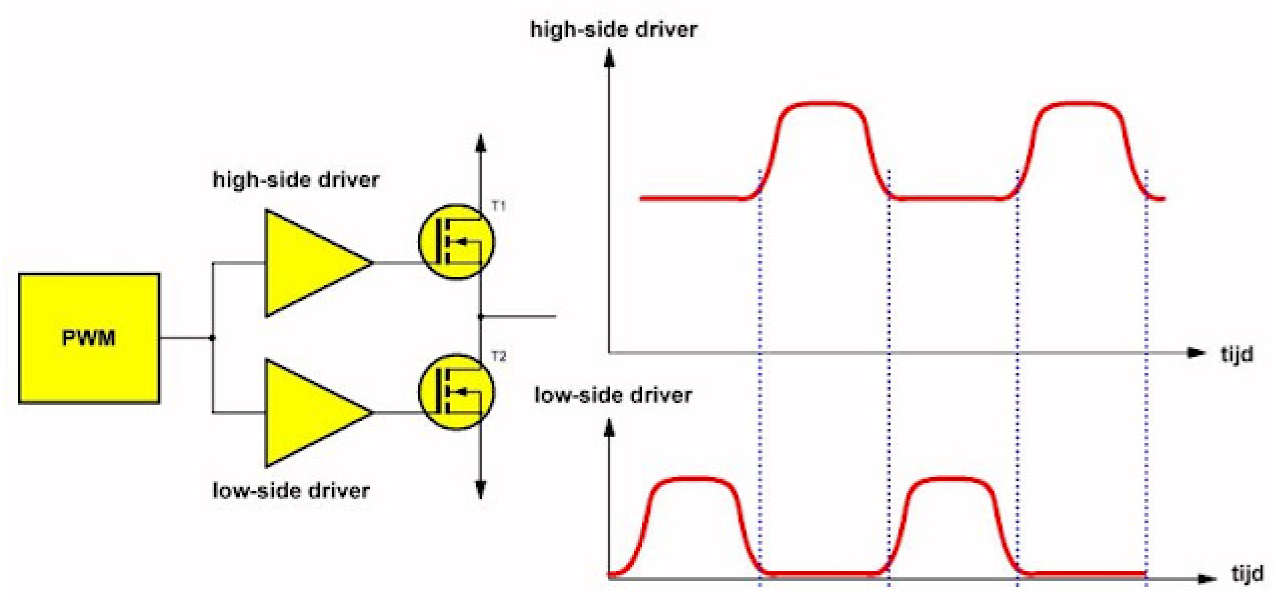
De pulsbreedte modulator PWM
Er zijn diverse systemen ontwikkeld om een analoge ingangsspanning om te zetten in een in breedte gemoduleerde puls. Een van de systemen die vaak wordt toegepast is het vergelijken van de ingangsspanning met een driehoekvormige spanning met een veel hogere frequentie. Beide spanningen worden aangeboden aan de ingangen van een snelle comparator. De

uitgang van deze schakeling wordt 'H' als de ingangsspanning groter is dan de driehoek. Een en ander is voorgesteld in de onderstaande figuur.



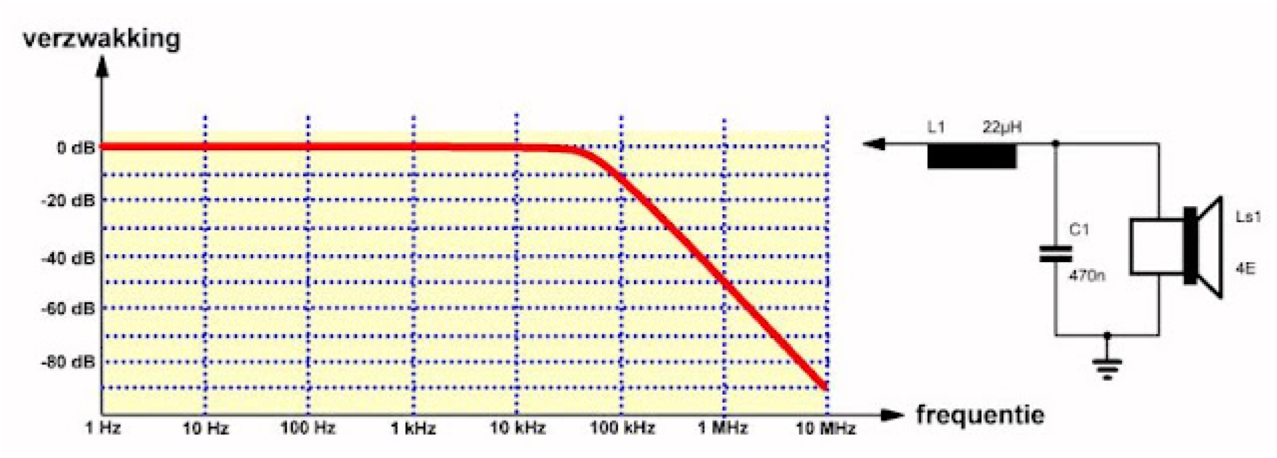
De werking van de pulsbreedte modulator. (© 2022 Jos Verstraten)

De schakeltrap met MOSFET's
In het blokschema is de schakeltrap complementair samengesteld, dus uit een P-MOS en een N-MOS transistor. P-MOS transistoren zijn echter veel duurder dan N-MOS typen, vandaar dat vrijwel steeds gebruik wordt gemaakt van twee stuks N-MOS in de schakeltrap. Dat betekent echter dat het niet zo eenvoudig is die twee halfgeleiders in sper en geleiding te sturen. Men spreekt dan van '*high-side*' en '*low-side*' besturingssignalen. Om de bovenste N-MOS te sturen hebt u een bootstrap schakeling nodig. Dergelijke schakelingen werken volgens het booster principe, waarbij een externe condensator wordt opgeladen tot de voedingsspanning. Deze extra spanning wordt in serie gezet met de voeding van de stuurschakeling, waardoor het mogelijk wordt de spanning tussen de gate en de source tóch tot boven de threshold spanning op te voeren en de MOSFET dus naar geleiding te sturen. Maar er is een tweede probleem. Als u uit de uitgang van de PWM twee signalen afleidt om de twee MOSFET's te sturen moet u er absoluut voor zorgen dat deze signalen nooit samen 'H' zijn. In die situatie zouden immers beide MOSFET's geleiden en vanwege de zeer geringe AAN-weerstand van MOFET's zou dat catastrofaal zijn. Vandaar dat het absoluut noodzakelijk is een gepaalde kleine '*dode zone*' in te lassen, waarin beide halfgeleiders in sper staan.
In de praktijk gebruiken de meeste ontwerpers een kant-en-klare oplossing voor deze drivers onder de vorm van een speciaal voor dit doel ontworpen IC zoals de IR2110.



De aansturing van de praktische schakeltrap. (© 2022 Jos Verstraten)

Het uitgangsfilter
Een veel gebruikte combinatie is een spoel van 22 µH met een condensator van 470 nF. Met deze waarden heeft het laagdoorlaat filter een -3 dB frequentie van ongeveer 40 kHz en een steilheid van -40 dB/decade. Deze waarden gelden voor een luidsprekerimpedantie van 4 Ω.



De karakteristieken van het uitgangsfilter. (© 2022 Jos Verstraten)

Het rendement van klasse-D
Het theoretisch rendement van een klasse-D versterker bedraagt 100 %. Immers, de twee elektronische schakelaars worden geacht geen inwendige weerstand en dus geen verlies te hebben en ook de spoel van het uitgangsfilter wordt geacht geen weerstand te hebben. In theorie wordt dus al het van de voeding afgenomen vermogen aan de luidspreker geleverd en wordt niets van dit vermogen in warmte omgezet.
Als u echter rekening houdt met de reële parameters van de componenten kunt u rekenen op een rendement van ongeveer 90 %.

Elektromagnetische interferentie
In een klasse-D versterker wordt heel snel geschakeld tussen geen stroom en maximale stroom en dit soms wel honderdduizenden keer per seconde. Dat betekent dat een dergelijke versterker een ideale bron is van zeer hoogfrequente elektromagnetische interferentie. Bij de constructie van een dergelijke versterker moet u hiermee terdege rekening houden en de bedrading naar de schakeltrappen, de voeding en het uitgangsfilter zo kort mogelijk houden

De voordelen van klasse-D
Het zal duidelijk zijn dat de toepassing van het klasse-D principe voornamelijk bij hoogvermogen versterkers grote voordelen oplevert. Het rendement van 90 % zorgt ervoor

dat u heel wat minder koeling moet toepassen, dus veel kleinere koelplaten kunt gebruiken en de versterker in een veel kleinere behuizing kunt inbouwen.

De klasse-E versterker

Een verbeterde klasse-C

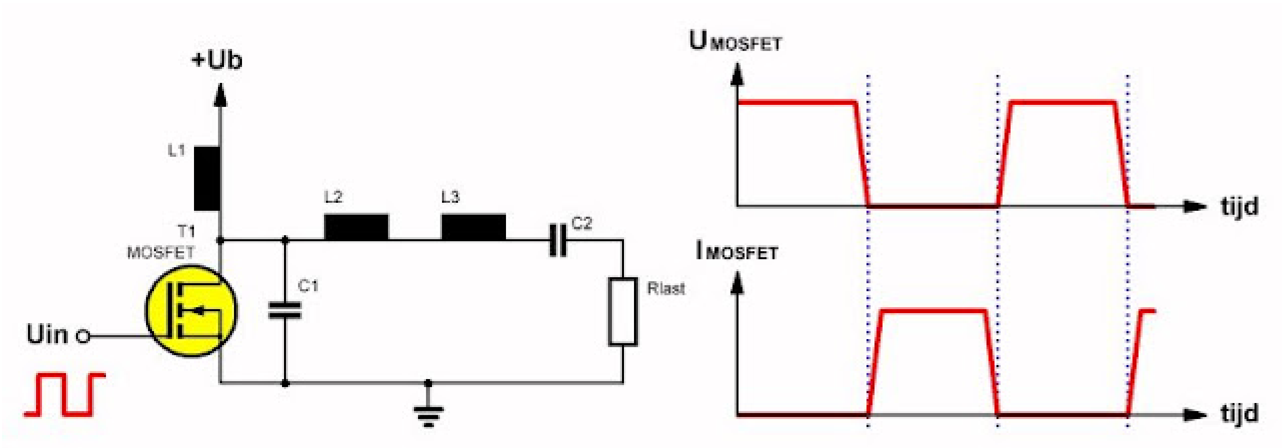
De klasse-E instelling wordt uitsluitend gebruikt bij hoogfrequent versterkers en is een verbetering van het klasse-C principe. Waar klasse-C versterkers gebruikelijk zijn onder 100 MHz, zijn klasse-E versterkers populairder in de VHF- en microgolf-frequentiebereiken. Het klasse-E principe werd voor het eerst beschreven in 1964 door D. Ewing.
Bij klasse-C wordt de transistor in de versterker al min of meer ingezet als schakelelement. Immers, alleen bij de toppen van het sinusvormig ingangssignaal wordt de halfgeleider in geleiding gestuurd. Tóch is er bij deze instelling een korte periode waar er stroom door de transistor vloeit terwijl er spanning over het onderdeel staat. Dat wekt in de transistor nutteloos verliesvermogen op. Bij de klasse-E instelling wordt dit vermeden door de transistor zó aan te sturen dat er:

- Ofwel spanning over de transistor staat, maar er geen stroom doorheen loopt.
- Ofwel veel stroom door het onderdeel vloeit, maar er geen spanning over staat.

Kortom, de halfgeleider wordt nu volledig als schakelaar ingezet en in beide beschreven situaties valt er geen vermogen over het onderdeel. De korte maar forse stroompulsen per periode worden gebruikt om een afgestemde kring van vermogen te voorzien. Deze kring verbruikt nadien dit vermogen door te gaat oscilleren en hij zorgt door deze oscillatie voor een min of meer sinusvormig uitgangssignaal.

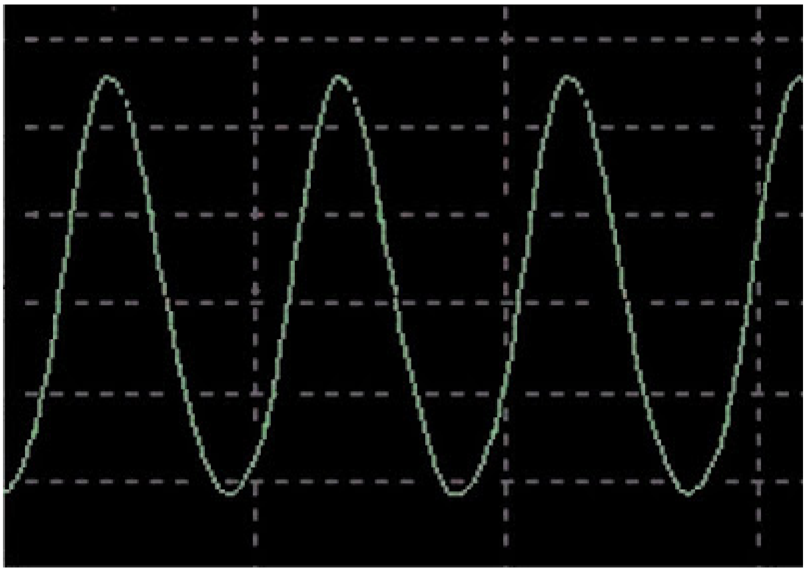
Het basisschema van de klasse-E instelling

In de onderstaande figuur is het basisschema getekend en grafisch weergegeven hoe de spanning over en de stroom door de schakeltransistor verloopt. De spoel L1 is een zogenaamde '*stopspoel*'. Deze zorgt voor een gecontroleerd en vertraagd verloop van de stroom door de MOSFET. De spoel L3 en de condensator C2 vormen de resonantiekring die is afgestemd op de frequentie van het ingangssignaal. De condensator C1 en de spoel L2 stellen de parasitaire eigenschappen van de kring voor.



Het basisschema van een klasse-E versterker. (© 2022 Jos Verstraten)

Dat met een digitaal aangestuurde klasse-E versterker tóch vrijwel sinusoidaal verlopende uitgangsspanningen zijn te verkrijgen bewijst het onderstaand oscillogram. Dit geeft het signaal over de belastingsweerstand bij een frequentie van 500 MHz.



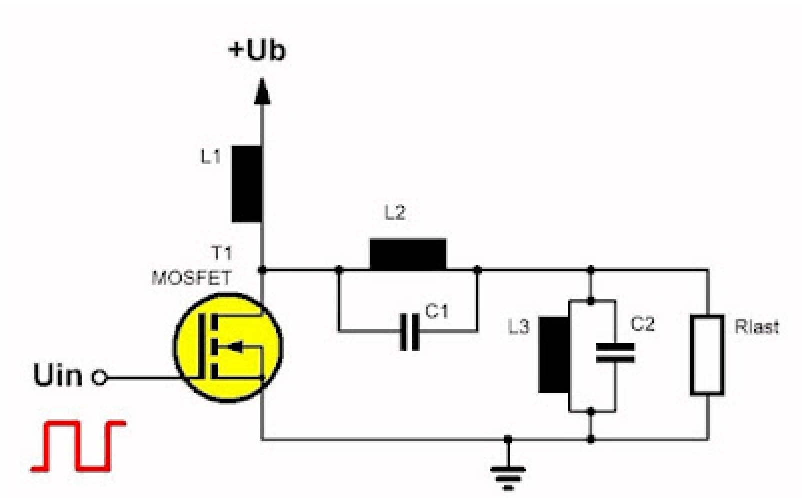
Het uitgangssignaal van een klasse-E versterker.
(© 2022 Jos Verstraten)

Het rendement van klasse-E
Het theoretisch rendement van een klasse-E versterker bedraagt 100 %. Immers, de elektronische MOSFET schakelaar heeft theoretisch geen inwendige weerstand en dus geen verlies. Ook de filtercomponenten leveren in theorie geen verlies op. Als u echter rekening houdt met de reële parameters van de componenten kunt u rekenen op een rendement van ongeveer 70 % tot 90 %.

De klasse-F versterker

Een verbeterde klasse-E
Ook deze instelling wordt uitsluitend gebruikt voor het versterken van zeer hoogfrequente signalen. Klasse-F is een verbetering van klasse-E, waardoor een iets hoger praktisch rendement ontstaat. Die verbetering zit in de resonantiekring aan de uitgang die complexer is en bestaat uit twee in plaats van één op de ingangsfrequentie afgestemde kring. Dit netwerk verbetert de impedantie-aanpassing tussen de belasting en de elektronische MOSFET schakelaar.

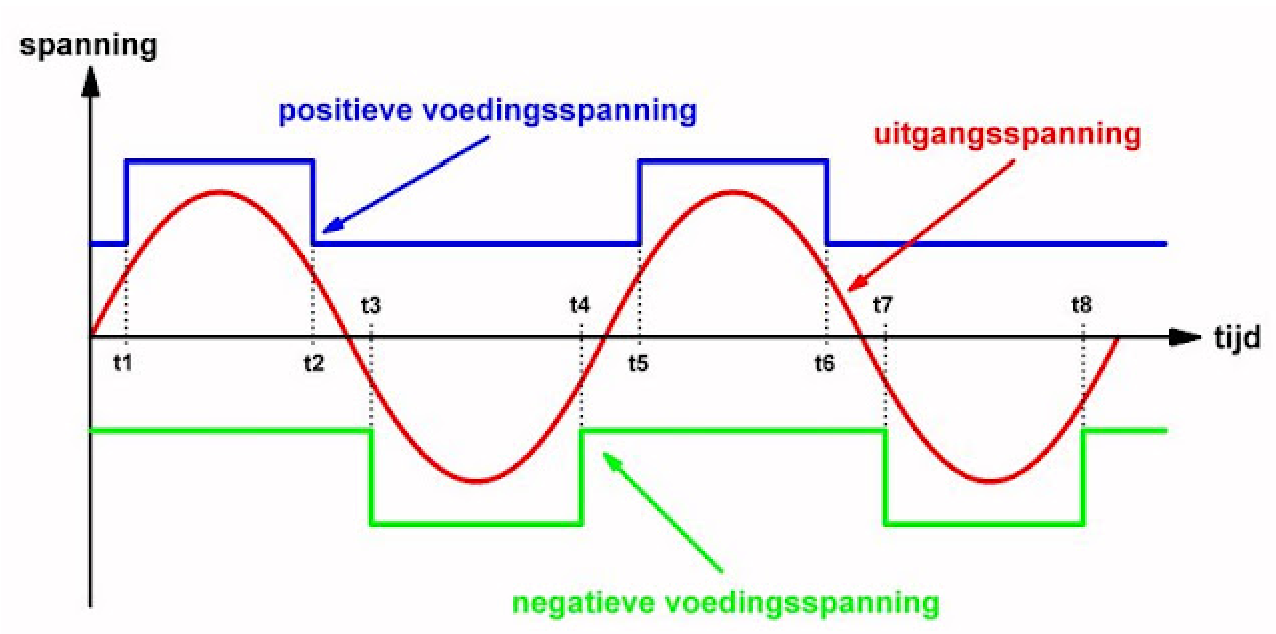
Het basisschema van een klasse-F versterker
In de onderstaande figuur ziet u het standaard schema van een klasse-F versterker. De twee afgestemde kringen zijn uiteraard C1-L2 en C2-L3.



Het basisschema van een klasse-F versterker.
(© 2022 Jos Verstraten)

De klasse-G versterker

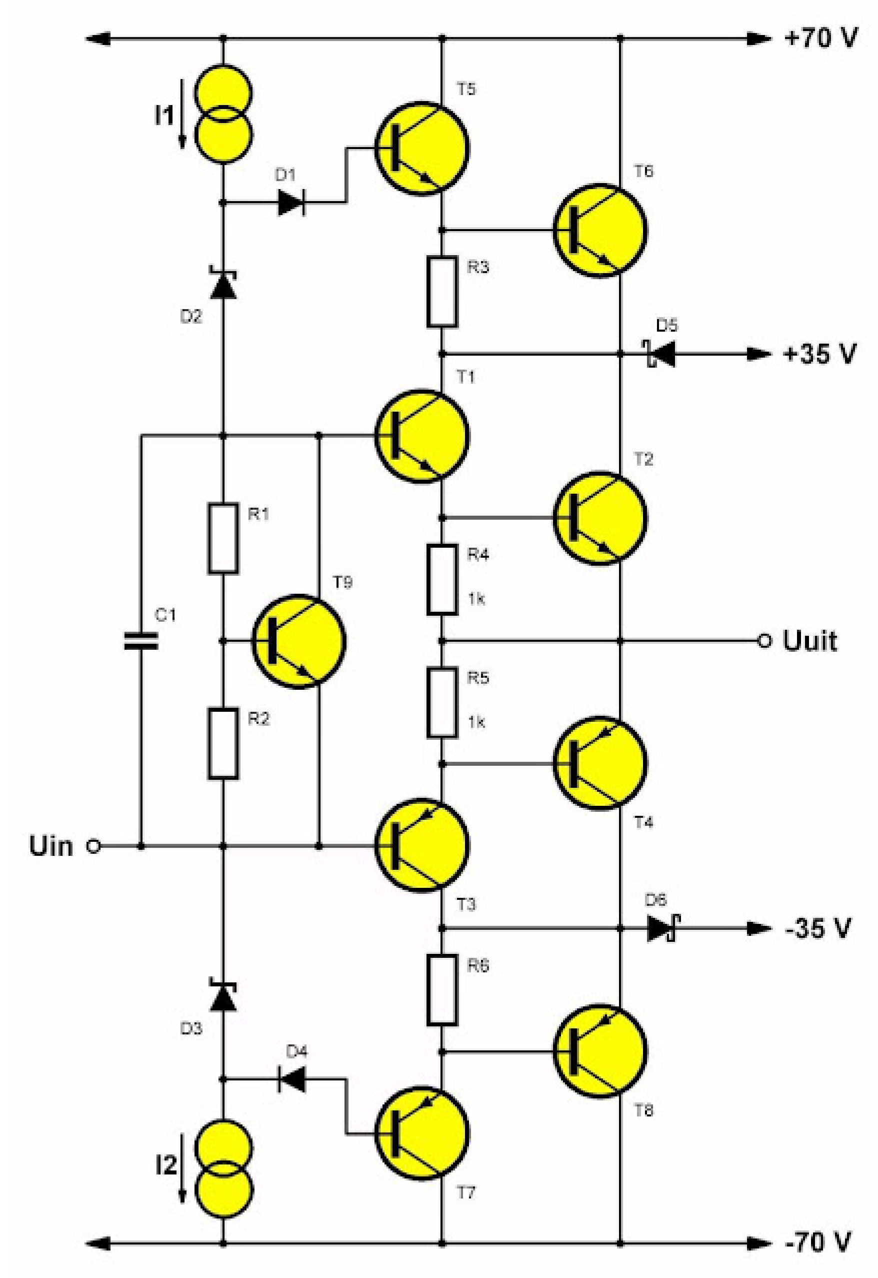
Omschakelbare voedingsspanning
Bij de klasse-AB instelling wordt er heel wat vermogen in de twee eindtransistoren gedissipeerd. Dat is het gevolg van de hoge voedingsspanning die noodzakelijk is om het maximaal vermogen te kunnen leveren. Die hoge voedingsspanning staat over de eindtransistoren en veroorzaken, samen met de stroom door die onderdelen, flink wat verliesvermogen.
Klasse-G maakt gebruik van een systeem waarbij de voedingsspanning die aan de eindtrap wordt aangeboden afhankelijk is van de grootte van de uitgangsspanning. Het principe van deze instelling is geschetst in de onderstaande figuur. Tot tijdstip t_1 is de positieve voedingsspanning laag. Op dat tijdstip merkt het systeem dat de uitgangsspanning groter wordt dan is toegestaan met de lage voedingsspanning en wordt overgeschakeld naar een positievere voedingsspanning. Die spanning blijft tot tijdstip t_2, waar weer wordt overgeschakeld naar de lagere voedingsspanning. Hetzelfde systeem wordt toegepast op de negatieve voedingsspanning.
Het zal duidelijk zijn dat deze manier van schakelen van de voedingsspanningen een aanmerkelijke reductie van het verliesvermogen tot gevolg heeft. Toch blijft er steeds voldoende reservespanning over om de eindtransistoren goed te laten werken.



Het basisprincipe van een klasse-G versterker. (© 2022 Jos Verstraten)

Een Hitachi uitvinding
De klasse-G instelling werd in 1976 voor het eerst toegepast in een Hitachi-versterker.

Het principeschema van een klasse-G eindtrap
Het onderstaand schema geeft het fundamentele schema van een klasse-G eindversterker voor audio. Deze wordt gevoed uit vier voedingsspanningen: +70 V, +35 V, -35 V en -70 V. Alle toegepaste transistoren moeten een maximale U_{ce}-spanning van minimaal 105 V hebben. De transistoren T6 en T8 werken als schakelaars, die de hogere voedingsspanningen doorschakelen naar de eindtransistoren T2 en T4 als de uitgangsspanning groter wordt dan ongeveer +35 V of kleiner dan ongeveer -35 V. De schottky-diodes D5 en D6 zorgen ervoor dat daarbij de twee positieve en de twee negatieve voedingsspanningen niet worden kortgesloten.

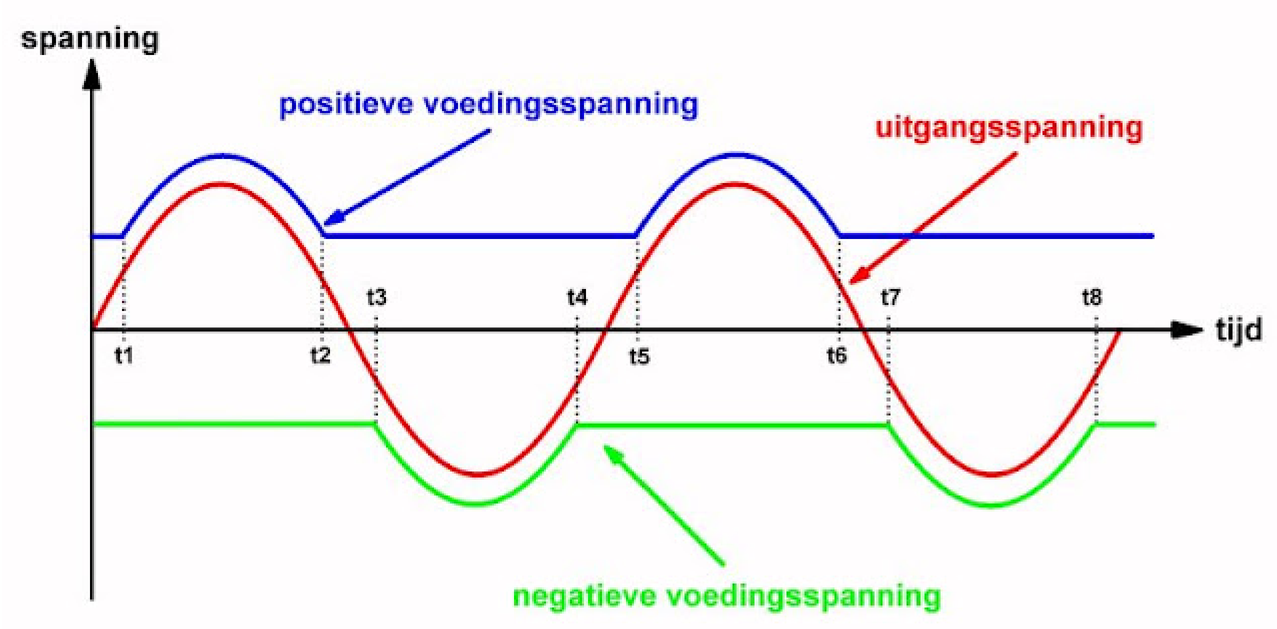


Een praktisch schema van een klasse-G versterker
(© 2022 Jos Verstraten)

De klasse-G in de praktijk
De klasse-G instelling wordt in de praktijk altijd gebruikt bij zeer zware audioversterkers met vermogens van meer dan 500 W. Zij kunnen vier tot zelfs acht voedingsrails hebben. Uiteraard vereist dit laatste wel zeer complexe schakelingen!

De klasse-H versterker

Tracking voedingsspanning
Sommige puristen beweren dat zij het omschakelen van de voedingsspanningen in een klasse-G versterker kunnen horen en dat deze actie extra vervorming oplevert. Vandaar dat men een systeem heeft bedacht waarbij de voedingsspanning niet opeens omschakelt van de ene naar de andere waarde, maar de stijging van het uitgangssignaal volgt. Dit principe van '*tracking*' voedingsspanning is in de onderstaande figuur voorgesteld.



Het basisprincipe van een klasse-H versterker. (© 2022 Jos Verstraten)

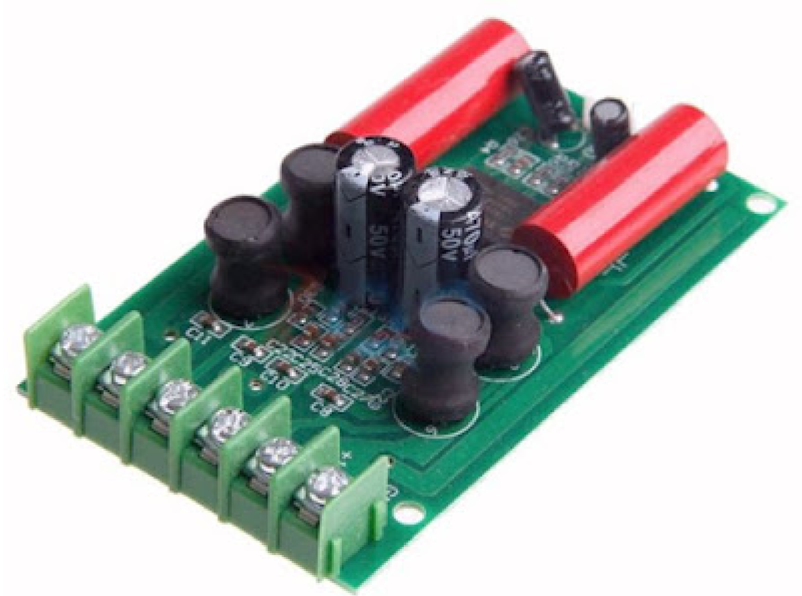
Volgen van het verloop van het audiosignaal
Voor het toepassen van het klasse-H principe moet men zeer ingewikkelde schema's ontwerpen. Een goed ontwerp kan echter een heleboel audiovermogen leveren met de geluidskwaliteit van klasse-AB en met de efficiëntie van klasse-D.
In de praktijk wordt de tracking van de voedingsspanningen meestal niet per periode van het signaal toegepast, maar volgt het systeem het gemiddelde van het audiosignaal over een bepaalde tijdsinterval. Dit vermindert weliswaar de efficiëntie, maar maakt het principe veel eenvoudiger uit te werken tot een bruikbaar schema. Het maximaal vermogen wordt immers maar zelden gevraagd. Als u een versterker met een maximaal vermogen van 40 W gebruikt voor het spelen van muziek dan zal die versterker hooguit 5 % van de tijd meer dan 10 W moeten leveren. Alleen dán is die hoge voedingsspanning nodig, voor de overige 95 % van de tijd kan een veel lagere voedingsspanning volstaan om de schakeling goed te laten werken.

Overige klassen

Commerciële belangen spelen een rol
Naast de besproken klassen A tot en met H zijn er in de loop der tijden nog een heleboel andere klassen gepubliceerd en/of gepatenteerd, die echter allemaal een variant zijn van een van de acht beschreven principiële klassen. Die varianten leveren meestal geen enkele fundamentele technische verbetering of vernieuwing, maar zijn uitsluitend vanwege commerciële redenen op de markt gebracht.
Wij stippen in het kort de twee bekendsten aan.

Klasse-I
Een systeem dat is gepatenteerd door Crown Audio en een variatie is op het klasse-D principe.

Klasse-T
Ook weer een variant op klasse-D, gepatenteerd door TriPath. Dit bedrijf heeft zelfs speciale chip's ontwikkeld die volgens deze klasse werken, zoals de TA2024 2 x 15 W audioversterker. Deze chip geeft, volgens de specificaties, een totale harmonische vervorming van slechts 0,02 % tot een vermogen van 5,0 W in 8 Ω. Complete eindversterkerprinten met klasse-T chips worden via AliExpress aangeboden voor extreem lage prijzen, bijvoorbeeld € 12,80 voor een 2 x 15 W versterkerprint.



Een 2 x 15 W klasse-T versterker. (© AliExpress)

Klasse-T verschilt van klasse-D door het toepassen van een andere modulatiemethode bij de overgang van analoog naar digitaal. Er wordt geen comparator gebruikt en de schakelfrequentie is afhankelijk van de amplitude van het signaal. Naarmate de versterker clipping nadert, daalt de frequentie. Deze vorm van ADC wordt ook wel 'Sigma-Delta' (Σ-Δ) genoemd.